



TITLE:

誘導電動機システムの異常時特性  
と故障診断技術に関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

森田, 郁朗

---

CITATION:

森田, 郁朗. 誘導電動機システムの異常時特性と故障診断技術に関する研究. 京都大学, 1991, 工学博士

ISSUE DATE:

1991-05-23

URL:

<https://doi.org/10.11501/3054089>

RIGHT:

②

# 誘導電動機システムの異常時特性と 故障診断技術に関する研究

1990年11月

森 田 郁 朗

## 序

本論文は、最も数多く設置されている誘導電動機システムを対象に、その電氣的な異常状態の特性と故障診断法に関する研究をまとめたものである。

電動機の基本的な機能は、電気エネルギーを機械エネルギーへ変換することである。また同時に、このエネルギー変換の質を制御するため、マイクロエレクトロニクス技術を用い、回転速度やトルク等に関する情報処理が行われる。

一方、近年の高度に自動化された設備では、電動機の正常な状態はもとより異常状態をも含めて、保守・保全問題を考えることが必要不可欠となってきた。この場合、電動機の動作状態に関する電氣的および機械的情報を、制御とは別の視点からも処理することが要求される。すなわち、異常時における電氣的および機械的な情報は、それぞれ電氣的および機械的異常を診断するためにも処理される。

本論文では、誘導電動機の電氣的不平衡に帰着する異常に焦点を絞り、運転状態の電流および電力波形等から異常時の特徴周波数成分を求め、これより異常を検出・診断する故障診断法を提案する。また、本診断法により、異常状態を検出・診断するのに必要な異常時の特性についても述べる。その内容は以下の通りである。

まず、(i) 不平衡に帰着する異常が誘導電動機に生じた場合、その兆候として現れる異常時の特徴周波数について検討する。特に、駆動用半導体電源と異常状態の組合せの違いにより、電流および電力波形等に含まれる特徴周波数が異なることを明らかにする。次に、(ii) 異常検出の判定閾値として重要な意味をもつ特徴周波数成分の大きさを、異常時の特性解析から求める。その際、巻線形三相および単相誘導電動機に対しては調波平衡法を適用する。これにより、従来解析的には解が得られなかった場合を含め、全ての不平衡状態を統一的に解析できるようになる。また、かご形誘導電動機に対しても、バー切れ等の回転子異常時の特性を求め、種々の異常状態と特徴周波数成分の大きさの関係を明らかにする。さらに、(iii) より直接的な診断方法として、ギャップ磁束検出によるかご形回転子の診断法を取り上げ、その基礎となる回転子異常時の起磁力調波成分の特性を求める。この結果より、異常箇所数や異常位置と検出波形との関係を明らかにする。

以上、本論文では故障診断技術の視点から、種々の電氣的な不平衡状態の誘導電動機の特性を考察する。また、本研究の成果は、誘導電動機を含むシステムの設計段階から利用できるもので、今後、電動機実システムへの応用に発展すれば幸いである。

## 謝 辞

本研究は、徳島大学工学部電気工学教室で行ったものを、京都大学工学部電気工学教室西川禎一教授のご指導のもとにまとめたものである。本論文をまとめるにあたり、同教授より種々のご懇篤かつ適切なご教示をいただきました。また、京都大学工学部岡田隆夫教授から数多くの貴重なご助言をいただきました。両教授に対し、衷心より感謝の意を表します。

元徳島大学工学部長（故）沖津泰教授には、本研究を遂行する上で、有益なご示唆をいただくとともに、終始ご厚意あふれる懇切なご指導とご鞭撻をいただきました。深甚の謝意を捧げます。

また、元徳島大学工学部長仁田工吉名誉教授には、筆者の学部学生の頃より今日まで、長期にわたり終始あたたかいご指導とご鞭撻を賜りました。深甚の謝意を表します。

さらに、本研究の遂行において有益なご討論とご教示をいただきました徳島大学工学部鈴木茂行教授、本論文作成において有益なご討論とご教示をいただきました徳島大学工学部川上博教授、木内陽介教授に深く感謝の意を表します。

徳島大学工学部大西徳生助教授には、日頃より研究等を通じて有益なご援助をいただきました。また、福光賢祐副手、原田寛信技官の両氏には実験、資料整理等にご協力いただきました。心より感謝の意を表します。



# 目次

第1章 序論 .....	1
1.1 本研究の経緯 .....	1
1.2 本論文の内容 .....	2
第2章 誘導電動機系の故障診断のための特徴周波数解析 .....	4
2.1 まえがき .....	4
2.2 異常時の特徴周波数解析 .....	4
2.2.1 特徴周波数の発生モデル .....	5
2.2.2 商用電源または電圧形インバータ駆動時 .....	9
2.2.3 電流形インバータ駆動時 .....	12
2.2.4 静止セルビウス駆動時 .....	16
2.3 実測結果 .....	17
2.3.1 商用電源駆動時 .....	17
2.3.2 電圧形インバータ駆動時 .....	19
2.3.3 電流形インバータ駆動時 .....	19
2.3.4 静止セルビウス駆動時 .....	19
2.4 むすび .....	33
第3章 パラメータ不平衡時の巻線形誘導電動機特性 .....	35
3.1 まえがき .....	35
3.2 調波平衡方程式と調波成分の導出 .....	36
3.2.1 回転子不平衡時の単相誘導電動機の場合 .....	36
3.2.2 固定子および回転子不平衡時の三相誘導電動機の場合 .....	42
3.3 数値例 .....	48
3.3.1 単相誘導電動機の場合 .....	48
3.3.2 三相誘導電動機の場合 .....	56
3.4 実測結果 .....	60
3.4.1 単相誘導電動機の場合 .....	60

3.4.2 三相誘導電動機の場合	63
3.5 むすび	71
第4章 かご形回転子異常時の三相誘導電動機の特 性	73
4.1 まえがき	73
4.2 解析方法	74
4.2.1 かご形回転子異常時のモデル化	74
4.2.2 多極機に対する多相絶対瞬時値対称座標変換	78
4.2.3 変換後の電圧方程式およびトルク式	79
4.2.4 バーおよびエンドリング電流	82
4.3 異常状態に対する数値例	83
4.3.1 異常箇所の抵抗値の影響	83
4.3.2 異常箇所の分布の影響	87
4.3.3 ループ電流のフェーザ図	93
4.3.4 $R_b/R_e$ 値の影響	93
4.4 実測結果	96
4.5 むすび	101
第5章 ギャップ磁束検出法によるかご形回転子の異常診断	103
5.1 まえがき	103
5.2 かご形回転子異常時の起磁力解析	103
5.2.1 かご形回転子のループ電流	105
5.2.2 回転子および固定子起磁力分布	105
5.3 異常状態の調波成分	112
5.3.1 起磁力調波成分	112
5.3.2 ギャップ磁束検出用サーチコイル	119
5.4 実測結果	122
5.4.1 バー切れの場合	122
5.4.2 エンドリング切れの場合	126
5.4.3 バーおよびエンドリング切れの場合	126

5.5 むすび	137
第6章 結論	139
参考文献	143
関連発表論文・講演報告	147
付録	150



## 第1章 序 論

### 1. 1 本研究の経緯

近年の複雑化、自動化、高速化した各種プラントにおいては、一つの機器の故障がプラント全体に影響を及ぼしたり、また、これが事故にまで進展し、大きな社会的な災害や経済的な損失を招いたりする。したがって、その運転・操業状態での異常・故障の検出とその診断や故障の予知を含むような設備診断・異常診断技術が、設備の安全性や信頼性を高めるため、さらにはそのライフサイクルの観点からも非常に重要になっている。このような故障診断技術の開発は、1960年代初期に米国の宇宙開発や軍需関係で始められ、次に一般産業にも普及していった。また、その後、英国でも全産業分野でこの技術の重要性を認め、テロテクノロジー (Terotechnology) という新しい名前をつけ、国家プロジェクトとして、その技術開発、資料の収集および技術普及などを精力的に実施した。一方、我が国では航空機および原子炉において、この技術は比較的早くから知られていたが、一般産業では1970年代に入り、化学コンビナートの事故や鉄鋼業における独自の設備診断技術の開発などを契機として、日本プラントエンジニア協会、日本機械学会、計測自動制御学会などで、この分野の調査、研究が活発に進められるようになった[1]～[15]。

なお、設備診断の基礎的かつ技術的な問題としては、(1) 劣化の進行を予測・定量化する故障物理、(2) 異常を初期段階で予知するセンサ技術および信号処理技術、(3) 正常時とは異なる異常状態での特性やその影響を評価する異常時特性解析 (故障解析)、(4) これらを総合的に考慮した設備設計などがある。また、設備全体をシステム化して上記の問題を検討するとともに、その基礎として設備を構成している個々の機器に対する診断技術も確立しておく必要がある。

各種設備の中でも、電動機や発電機などの回転機は動力や電力の発生という重要な機能を担っており、その停止は直ちに設備全体の停止につながることが多い。また、現在の電動機の制御技術は、最近のパワーエレクトロニクスおよびマイクロエレクトロニクスの発展の影響を受け、飛躍的な進歩をとげてきている。このため一部では、電動機の特性が設備全体の性能を決定するようになってきている。さらに、電動機は省エネルギーのために頻繁に始動・停止を繰り返すような運転や、稼働率向上のために昼夜にわたって連続運転し停止できないなど、その運転条件や使用環境もますます過酷になりつつある。これらの理由から、電動機自体の信頼性向上は言うに及ばず、電動機に対する適切な保全や運転状



態の監視・診断による事故の予防・予知技術もまた非常に重要になってきた。

本論文で取り上げている誘導電動機は、機械的には構造が簡単かつ堅牢であるが、最も数多く設置されている電動機であり、この点から診断技術の必要性の高い電動機である。なお、従来より、発生頻度の高い絶縁劣化の診断法[16]および軸受の損傷等の機械的な診断法に関しては検討がなされている。しかし、個々の使用環境等で大きく異なる経時変化を示す絶縁劣化や機械的劣化を一般化して論じることが難しい。また、工作機械の例のように、電動機側で工具の欠損などの負荷側の異常を検出する場合には[17]—[19]、電動機自身の異常検出・診断法を確立しておく必要がある。なお、一般に電氣的な異常に対しては電氣的な特徴量が、また機械的な異常に対しては機械的な特徴量が検出感度が高い。さらに、信号の解析法としては、機械系の振動分析による異常診断に広く使用されていることから明らかなように、高速フーリエ変換(FFT)法などによるスペクトル解析が、高い検出感度と広いダイナミックレンジをもつので、大変望ましい解析法である[20]。

本論文では、上記問題の一解決法として、誘導電動機の電流波形や電力波形等をスペクトル解析し、この周波数成分により電氣的異常を診断する故障診断法を提案する。また、この診断法の基礎データを得るため、故障診断の視点からはほとんど検討されていなかった誘導電動機の異常時の特性を明らかにする。

## 1. 2 本論文の内容

本論文は、上記課題である誘導電動機システムの異常時特性とその故障診断技術についての研究成果をまとめたものである。序論である本章を含めて6章から構成されており、その内容は大きく3つに分けられる。第2章は、提案する故障診断法の原理・方法を述べた章で、種々の異常状態の兆候を定性的に考察した。第3章および第4章は、異常状態と異常の信号振幅の関係を検討した章である。巻線形およびかご形誘導電動機の異常時特性の解析法を示し、その解析結果から異常状態と異常の信号振幅の関係を定量的に論じた。第5章は、第4章の結果の応用として、磁束検出を利用するより積極的なかご形回転子の診断法を取り上げた。各章の概要は以下の通りである。

第2章では、誘導電動機の電氣的異常を電流や電力波形をスペクトル解析し、この周波数成分より診断する故障診断法を提案する。また、本診断法の基礎として、異常状態で現れる兆候、すなわち異常時に現れる周波数成分(以下これを特徴周波数成分と称す)について検討する。従来、誘導電動機は一般に商用電源で運転されていたが、近年のパワーエ

レクトロニクス技術の進歩により、インバータに代表される種々の電源で駆動されるようになってきている。この場合、電動機の電氣的不平衡に帰着する異常状態では、従来とは異なった周波数成分が発生する。ここでは、不平衡時の電圧方程式から特徴周波数の発生モデルを導出し、これを用いて種々の異常状態で発生する特徴周波数成分を明らかにする。また、これらの特徴周波数成分により故障診断ができることを示し、さらに各種の駆動方式に対して、故障診断に適した情報源を明らかにする。

第3章では、異常の判定閾値や故障状態を定量化するため、第2章で導出した特徴周波数成分の振幅を求める異常時の特性解析について検討する。従来より、固定子側または回転子側のいずれか一方のみが不平衡となった場合は、解析的な解が得られている。しかし、固定子側はもともと不平衡であり回転子側に不平衡が発生すると、直ちに両側ともに不平衡となる単相誘導電動機、および両側が不平衡状態の三相誘導電動機に対しては、座標変換後も時変係数に残り、解析的には解が得られない。ここでは、両側が不平衡な巻線形単相および三相誘導電動機の調波平衡式を導出し、これより特徴周波数成分の大きさを求めた。この結果、特徴周波数成分の大きさから故障状態が定量化でき、また許容できる特徴周波数成分の大きさも決定することが可能となった。

第4章では、かご形三相誘導電動機の回転子にバー切れおよびエンドリング切れ等の異常が発生した場合の特性を明らかにし、その特徴周波数成分を定量化する。従来より、かご形回転子に異常が発生した場合の特性に関して種々の面から研究されていたが、故障診断の見地からは十分ではなかった。ここでは、多極の固定子巻線が直列接続されている任意数の回転子バーをもつかご形誘導機を対象とし、回転子異常時の特性解析を行った。その結果、異常箇所の抵抗値や異常箇所の空間的な分布が、特徴周波数成分の大きさに及ぼす影響等が明らかになり、故障診断のための基礎データが得られた。

第5章では、より直接的な診断法であるギャップ磁束検出によるかご形回転子の異常診断法について検討する。従来より、漏れ磁束やギャップ磁束を検出し、かご形回転子の異常を診断する方法が提案されていたが、かご形回転子の種々の異常状態と検出した異常の調波成分の定量的な検討はなされていなかった。ここでは、第4章の結果を用いて起磁力調波成分を求め、異常箇所の空間的な分布に対するかご形回転子異常時のギャップ磁束調波成分の変化を明らかにした。この結果、検出用サーチコイルの設計指針が得られ、その出力波形の定量化が可能になった。

第6章では、本研究で得た諸成果を総括し、今後の課題について述べる。



## 第2章 誘導電動機系の故障診断のための特徴周波数解析

### 2.1 まえがき

本章の目的は、誘導電動機を含む系に対して、その電流や電力波形の特定の周波数成分より、電氣的異常を診断する方法を提案し[21]—[23]、本診断法の基礎となる異常状態とその兆候の関係を明らかにすることである。すなわち、商用電源や電圧形または電流形インバータ電源等で駆動される誘導電動機に、電氣的不平衡に帰着する異常が生じた場合、各異常状態と電流や電力波形等に現れる特徴周波数の関係を明らかにすることである。

なお、従来からの商用電源で運転される誘導電動機の固定子電流による過負荷運転および不平衡の検出などは既に装置化されている。さらに、不平衡状態で固定子電流などに含まれる周波数成分の一部もよく知られている[24]—[26]。しかし、電力用半導体素子ならびにパワーエレクトロニクス技術の進歩により、最近ではインバータ電源等で誘導電動機を駆動するケースが多くなっている。この場合の異常時には、本章で述べるように従来とは違った取り扱いを必要とし、また従来とは異なった周波数成分が発生する。したがって、まず、これらの関係を明確にしておくことは、本故障診断法上ならびに次章以降の異常時の特性解析上、非常に重要な問題である。

本章では、まず、(i) 不平衡時の誘導電動機を表す方程式から、異常時の特徴周波数の発生モデルを導出する。次に、(ii) このモデルを用いて、(a) 固定子電圧を指定するタイプとして商用電源および電圧形インバータ駆動時、(b) 固定子電流を指定するタイプとして電流形インバータや最近の電流制御方式電圧形インバータ駆動時、および(c) 固定子電圧と回転子電流を指定するタイプの静止セルビウス駆動時の各場合について、誘導電動機の異常時に発生する電流、電力およびトルク波形の特徴周波数を求める。この結果より、異常箇所を識別するのに適した情報源は固定子または回転子側の電力波形であることを明らかにする。最後に、(iii) 実測によりこれらの結果を確認し、本診断法の有効性を示す。

### 2.2 異常時の特徴周波数解析

ここでは、不平衡時の電圧およびトルク方程式より、異常時の特徴周波数の関係を導出する。

#### 2.2.1 特徴周波数の発生モデル

図2-1に示すように、簡単化のため固定子および回転子ともにY結線の三相誘導電動機について検討する。同図の三相誘導電動機の電圧方程式およびトルク式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{sa}, & M_s, & M_s, \\ M_s, & L_{sb}, & M_s, \\ M_s, & M_s, & L_{sc}, \\ M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_b, \\ M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_c, \\ M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_a, \\ M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_c, \\ M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_b, \\ M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_a, \\ L_{ra}, & M_r, & M_r, \\ M_r, & L_{rb}, & M_r, \\ M_r, & M_r, & L_{rc}, \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{sa}, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & R_{sb}, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & R_{sc}, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & R_{ra}, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0, & R_{rb}, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2-1)$$

$$\tau = -PM_{sr} \{ (i_{sa} i_{ra} + i_{sb} i_{rb} + i_{sc} i_{rc}) \sin \theta_a + (i_{sa} i_{rb} + i_{sb} i_{rc} + i_{sc} i_{ra}) \sin \theta_b + (i_{sa} i_{rc} + i_{sb} i_{ra} + i_{sc} i_{rb}) \sin \theta_c \} \quad \dots\dots\dots(2-2)$$

ただし、 $V_{sa}$ 、 $V_{sb}$ 、 $V_{sc}$ ：固定子各相電圧、 $V_{ra}$ 、 $V_{rb}$ 、 $V_{rc}$ ：回転子各相電圧、 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$ ：固定子各相電流、 $i_{ra}$ 、 $i_{rb}$ 、 $i_{rc}$ ：回転子各相電流、 $L_{sa}$ 、 $L_{sb}$ 、 $L_{sc}$ ：固定子各相の自己インダクタンス、 $L_{ra}$ 、 $L_{rb}$ 、 $L_{rc}$ ：回転子各相の自己インダクタンス、 $R_{sa}$ 、 $R_{sb}$ 、 $R_{sc}$ ：固定子各相の抵抗、 $R_{ra}$ 、 $R_{rb}$ 、 $R_{rc}$ ：回転子各相の抵抗、



$M_s$ : 固定子各相間の相互インダクタンス、 $M_r$ : 回転子各相間の相互インダクタンス、 $M_{sr}$ : 固定子-回転子間の相互インダクタンス (最大値)、 $\tau$ : 発生トルク、 $P$ : 極対数、 $\omega_1$ : 固定子の基本調波の角周波数、 $\omega_m$ : 回転角周波数 (電気角)、 $\theta_a = \omega_m t$ :  $t=0$  で、固定子 a 相と回転子 a 相間の回転角  $= 0$  とした場合の固定子-回転子間の角度 (電気角)、 $\theta_b = \theta_a + 2\pi/3$ 、 $\theta_c = \theta_a + 4\pi/3$  である。

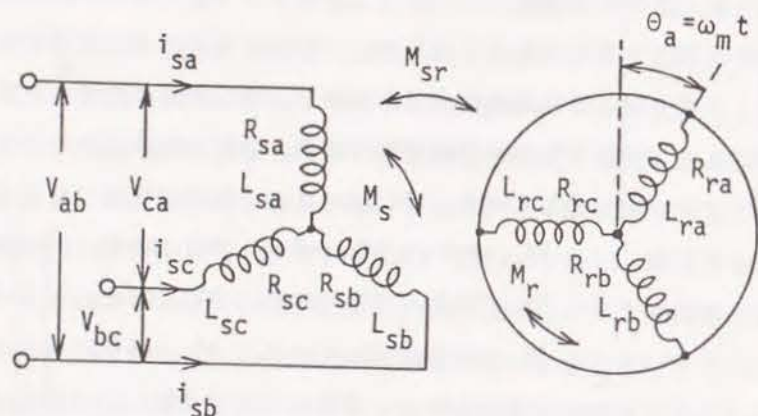


図 2-1 不平衡三相誘導電動機

線間電圧が平衡していても、固定子インピーダンスが不平衡な状態では固定子各相電圧は不平衡となる。したがって、(2-1)式に  $i_c = -(i_a + i_b)$  の関係を代入し、線間電圧の関係に変形後、瞬時値対称座標変換を行うと次式となる。

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{r1} \\ V_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s0} + pL_{s0}, R_{s2} + pL_{s2}, pMe^{j\theta_a}, 0 \\ R_{s1} + pL_{s1}, R_{s0} + pL_{s0}, 0, pMe^{-j\theta_a} \\ pMe^{-j\theta_a}, 0, R_{r0} + pL_{r0}, R_{r2} + pL_{r2} \\ 0, pMe^{j\theta_a}, R_{r1} + pL_{r1}, R_{r0} + pL_{r0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(2-3)$$

ただし、 $v_{s1}$ 、 $i_{s1}$ 、( $v_{s2}$ 、 $i_{s2}$ ): 固定子正相分、(逆相分)の電圧、電流、 $v_{r1}$ 、 $i_{r1}$ 、( $v_{r2}$ 、 $i_{r2}$ ): 回転子正相分、(逆相分)の電圧、電流である。なお、 $M = 3M_{sr}/2$ 、 $\ell_{sa} = L_{sa} - M_s$ 、 $\ell_{sb} = L_{sb} - M_s$ 、 $\ell_{sc} = L_{sc} - M_s$ 、 $\ell_{ra} = L_{ra} - M_r$ 、 $\ell_{rb} = L_{rb} - M_r$ 、 $\ell_{rc} = L_{rc} - M_r$ 、および

$$A_\theta = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad a = e^{j2\pi/3} \quad \dots\dots\dots(2-4)$$

とすると、瞬時値対称座標変換のマトリクス A は

$$A = A_\theta / \sqrt{3} \quad \dots\dots\dots(2-5)$$

で与えられ、' を転置記号とすると、 $R_{s0}$ 、 $R_{s1}$ 、 $R_{s2}$ 、 $L_{s0}$ 、 $L_{s1}$ 、 $L_{s2}$  は、

$$\left. \begin{aligned} [R_{s0}, R_{s1}, R_{s2}]' &= A_\theta [R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}]' / 3 \\ [L_{s0}, L_{s1}, L_{s2}]' &= A_\theta [\ell_{sa}, \ell_{sb}, \ell_{sc}]' / 3 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(2-6)$$

となる。 $R_{r0}$ 、 $R_{r1}$ 、 $R_{r2}$ 、 $L_{r0}$ 、 $L_{r1}$ 、 $L_{r2}$  など同様である。

また、固定子側電力  $p_s$  およびトルク  $\tau$  は、

$$p_s = v_{s1} i_{s2} + v_{s2} i_{s1} \quad \dots\dots\dots(2-7)$$

$$\tau = jPM [i_{s2} i_{r1} e^{j\theta_a} - i_{s1} i_{r2} e^{-j\theta_a}] \quad \dots\dots\dots(2-8)$$

となる。上式において、正常時には、 $R_{s0} = R_{s1} = R_{s2}$  などが成立し、 $R_{s1} = R_{s2} = L_{s1} = L_{s2} = 0$  となる。したがって、インピーダンス行列は対角要素のみが残り、正相、逆相成分が各々独立となりよく知られた式に帰着する。そして、(2-3)式の不平衡時の電圧方程式をブロック線図で表すと図 2-2 となる。ただし、同図において、

$$\left. \begin{aligned} Z_{s0}(p) &= R_{s0} + L_{s0}p \\ Z_{s1}(p) &= R_{s1} + L_{s1}p \\ Z_{s2}(p) &= R_{s2} + L_{s2}p \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(2-9)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{r0}(p) &= R_{r0} + L_{r0}p \\ Z_{r1}(p) &= R_{r1} + L_{r1}p \\ Z_{r2}(p) &= R_{r2} + L_{r2}p \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(2-10)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{m1}(p) &= Mp e^{-j\omega_m t} \\ Z_{m2}(p) &= Mp e^{j\omega_m t} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(2-11)$$

を表す。また、図中の破線の信号線およびブロックは、不平衡時に現れる信号成分および要素を表しているものである。したがって、図2-2より、不平衡時には正相分および逆相分に相互干渉項が生じ、これにより、互いに逆方向のベクトルを発生することがわかる。

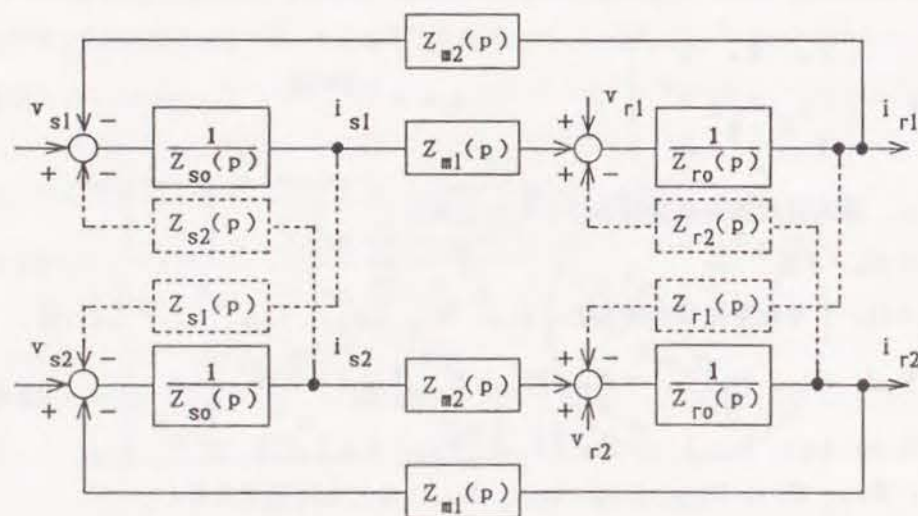


図2-2 誘導電動機の不平衡時のブロック線図

また、 $v_{s1}$ と $v_{s2}$ 、 $i_{s1}$ と $i_{s2}$ 、および $i_{r1}$ と $i_{r2}$ が互いに複素共役の関係にあることから、(2-7)、(2-8)式は、

$$p_s = v_{s1}^* i_{s1} + v_{s1} i_{s1}^* = 2 \operatorname{Real} [v_{s1}^* i_{s1}] \quad \dots\dots\dots (2-12)$$

$$r = \operatorname{PM} j [i_{s1}^* i_{r1} e^{j\omega_m t} - i_{s1} i_{r2} e^{-j\omega_m t}] = -2 \operatorname{PM} \operatorname{Imag} [i_{s1}^* i_{r1} e^{j\omega_m t}] \quad \dots\dots\dots (2-13)$$

となる。ここで、 $\operatorname{Real}$ および $\operatorname{Imag}$ はそれぞれ、実数部および虚数部を、また $*$ は複素共役値を表す。

以下では、図2-2の特徴周波数の発生モデルおよび(2-12)、(2-13)式を基礎として、各種の駆動方式に対して異常時に発生する特徴周波数成分を導出する。ただし、数式の展開は正相分に着目して行う。

## 2.2.2 商用電源または電圧形インバータ駆動時

図2-2を商用電源または電圧形インバータ駆動時、すなわち、固定子電圧を印加する場合についてより簡単化すると、図2-3が得られる。同図で $[v_s]$ は系への入力信号を表し、 $T_0$ は印加される固定子電圧の不平衡による逆方向ベクトルの発生を表しており、同様に、 $T_s$ および $T_r$ はそれぞれ固定子および回転子側のインピーダンスの不平衡による逆方向ベクトルの発生を表している。また、 $\varphi^{-1}$ および $\varphi$ は回転による固定子-回転子間の座標変換を表しており、 $\varphi^{-1} = e^{-j\omega_m t}$ 、 $\varphi = e^{j\omega_m t}$ である。図2-3を用いて、以下、特徴周波数の導出を行う。

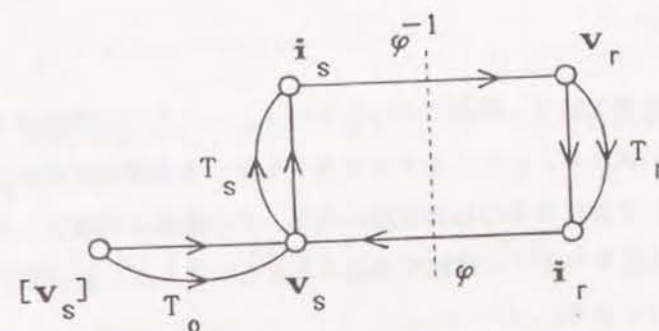


図2-3 商用電源または電圧形インバータ駆動時の特徴周波数発生モデル

図2-3において、まず $[v_s]$ を印加し、電圧に不平衡が存在すると $v_s$ は $(1+T_0)[v_s]$ となる。ただし、同図の回転子側からの $\varphi i_r$ 、すなわち回転子側からのね返りによる項は、後ほど別に考えるものとする。この $v_s$ を $v_s(0)$ と表す。固定子インピーダンスに不平衡があると固定子電流 $i_s$ は $(1+T_s)(1+T_0)[v_s]$ となる。これを $i_s(0) \sim (1+T_s)(1+T_0)[v_s]$ と表す。この $i_s(0)$ による起磁力で回転子側では、回転子電圧 $v_r$ が発生し、 $v_r(0) \sim \varphi^{-1}(1+T_s)(1+T_0)[v_s]$ となり、この $v_r(0)$ により流れる回転子電流 $i_r$ は回転子インピーダンスに不平衡があると、 $i_r(0) \sim (1+T_r)\varphi^{-1}(1+T_s)(1+T_0)[v_s]$ となる。さらに、 $i_r$ により固定子側に発生する誘導起電力を $v_s(1)$ とすると、 $v_s(1) \sim \varphi(1+T_r)\varphi^{-1}(1+T_s)(1+T_0)[v_s]$ となる。この手順を続けると、このループを $n$ 回まわった後は、

$$v_s(n) \sim \{\varphi(1+T_r)\varphi^{-1}(1+T_s)\}^n (1+T_0) [v_s] \quad \dots\dots\dots (2-14)$$



$$\mathbf{i}_s(n) \sim (1 + T_s) \mathbf{v}_s(n) \quad \dots\dots\dots (2-15)$$

$$\mathbf{v}_r(n) \sim \varphi^{-1} (1 + T_s) \mathbf{v}_s(n) \quad \dots\dots\dots (2-16)$$

$$\mathbf{i}_r(n) \sim (1 + T_r) \varphi^{-1} (1 + T_s) \mathbf{v}_s(n) \quad \dots\dots\dots (2-17)$$

となる。一方、 $T_\theta$ 、 $T_s$ 、 $T_r$  は逆方向ベクトルを表す演算子と見なすことができ、これらを  $T$  で表現すると、 $m$  が整数の場合、

$$T^{2m+1} = T, \quad T^{2m} = 1, \quad T\varphi = \varphi^{-1}T, \quad T\varphi^{-1} = \varphi T \quad \dots\dots\dots (2-18)$$

の関係が成立する。

また、人力の  $[\mathbf{v}_s]$  は電圧形インバータも含む一般形として、次式で与えられるものとする。

$$[\mathbf{v}_s] \sim \sum_k e^{jk\omega_1 t} \quad \dots\dots\dots (2-19)$$

ただし、 $k$  は 1 を含む任意の数で、同期方式の PWM インバータでは整数値をとる。

以上の (2-14) ~ (2-19) 式より、以下に示す各状態で発生する特徴周波数が求められる。ただし、ここで問題として着目するのは周波数のみで、その振幅は問題としないので、式の展開により現れる係数はすべて 1 に集約するものとする。そして、各状態に対応する条件を列挙すると次のようになる。

- (1) 正常時：この場合は、 $T_\theta = T_s = T_r = 0$  である。
- (2) 回転子インピーダンス不平衡時： $T_\theta = T_s = 0$ 、 $T_r \neq 0$  である。
- (3) 固定子電圧または固定子インピーダンス不平衡時： $T_r = 0$  で、 $T_\theta \neq 0$  または  $T_s \neq 0$  である。
- (4) 固定子電圧および回転子インピーダンス不平衡時： $T_s = 0$ 、 $T_\theta = T_r \neq 0$  である。
- (5) 回転子および固定子インピーダンス不平衡時： $T_\theta = 0$ 、 $T_s = T_r \neq 0$  である。

ここで、代表例として、(4) の固定子電圧および回転子インピーダンス不平衡時を取り上げ、特徴周波数を導出する。この場合、(2-14) ~ (2-17) 式は、(2-18) 式の関係より、

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s(n) &\sim \{\varphi(1 + T_r)\varphi^{-1}\}^n (1 + T_\theta) [\mathbf{v}_s] \\ &\sim \{1 + \varphi^2 T_r\}^n (1 + T_\theta) [\mathbf{v}_s] \\ &\sim \{1 + \varphi^2\} (1 + T) [\mathbf{v}_s] \quad \dots\dots\dots (2-20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(n) &\sim \mathbf{v}_s(n) \\ &\sim \{1 + \varphi^2\} (1 + T) [\mathbf{v}_s] \quad \dots\dots\dots (2-21) \end{aligned}$$

$$\mathbf{i}_r(n) \sim (1 + T_r) \varphi^{-1} \mathbf{v}_s(n)$$

$$\sim \{\varphi + \varphi^{-1}\} (1 + T) [\mathbf{v}_s] \quad \dots\dots\dots (2-22)$$

となる。(2-20) ~ (2-22) 式に (2-19) 式を代入すると、

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &\sim \{1 + e^{j2\omega_m t}\} \sum_k \{e^{jk\omega_1 t} + e^{-jk\omega_1 t}\} \\ &\sim \sum_k [e^{jk\omega_1 t} + e^{-jk\omega_1 t} + e^{j(k\omega_1 + 2\omega_m)t} + e^{-j(k\omega_1 - 2\omega_m)t}] \quad \dots\dots\dots (2-23) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_r &\sim \{e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t}\} \sum_k \{e^{jk\omega_1 t} + e^{-jk\omega_1 t}\} \\ &\sim \sum_k [e^{j(k\omega_1 - \omega_m)t} + e^{j(k\omega_1 + \omega_m)t} + e^{-j(k\omega_1 - \omega_m)t} \\ &\quad + e^{-j(k\omega_1 + \omega_m)t}] \quad \dots\dots\dots (2-24) \end{aligned}$$

となる。また、固定子電力  $p_s$  およびトルク  $\tau$  は、それぞれ次式となる。

$$\begin{aligned} p_s &\sim \mathbf{v}_s^* \mathbf{i}_s \\ &\sim \sum_{k_1} [e^{-jk_1\omega_1 t} + e^{jk_1\omega_1 t}] \sum_{k_2} [e^{jk_2\omega_1 t} + e^{-jk_2\omega_1 t} \\ &\quad + e^{j(k_2\omega_1 + 2\omega_m)t} + e^{-j(k_2\omega_1 - 2\omega_m)t}] \\ &\sim \sum_{k_1} \sum_{k_2} [e^{-j(k_1 - k_2)\omega_1 t} + e^{-j(k_1 + k_2)\omega_1 t} \\ &\quad + e^{j(k_1 - k_2)\omega_1 t} + e^{j(k_1 + k_2)\omega_1 t} \\ &\quad + e^{-j\{(k_1 - k_2)\omega_1 - 2\omega_m\}t} + e^{-j\{(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m\}t} \\ &\quad + e^{j\{(k_1 - k_2)\omega_1 + 2\omega_m\}t} + e^{j\{(k_1 + k_2)\omega_1 + 2\omega_m\}t}] \quad \dots\dots\dots (2-25) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau &\sim \mathbf{i}_s^* \mathbf{i}_r e^{j\omega_m t} \\ &\sim \sum_{k_1} \sum_{k_2} [e^{\pm j(k_1 - k_2)\omega_1 t} + e^{\pm j(k_1 + k_2)\omega_1 t} \\ &\quad + e^{\pm j\{(k_1 - k_2)\omega_1 - 2\omega_m\}t} + e^{\pm j\{(k_1 - k_2)\omega_1 + 2\omega_m\}t} \\ &\quad + e^{\pm j\{(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m\}t} + e^{\pm j\{(k_1 + k_2)\omega_1 + 2\omega_m\}t}] \quad \dots\dots\dots (2-26) \end{aligned}$$

以上より、固定子電圧と回転子インピーダンスとが不平衡の場合、固定子電流には、角



周波数  $k\omega_1$ 、 $k\omega_1 - 2\omega_m$ 、 $k\omega_1 + 2\omega_m$  が、回転子電流には、角周波数  $k\omega_1 - \omega_m$ 、 $k\omega_1 + \omega_m$  が、また固定子電力およびトルク波形には、角周波数  $(k_1 - k_2)\omega_1$ 、 $(k_1 + k_2)\omega_1$ 、 $(k_1 - k_2) - 2\omega_m$ 、 $(k_1 - k_2)\omega_1 + 2\omega_m$ 、 $(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$ 、 $(k_1 + k_2)\omega_1 + 2\omega_m$  の成分がそれぞれ含まれることがわかる。他の異常状態についても同様にして求めた結果を表2-1に示す。同表で、商用電源駆動時には、 $k=k_1=k_2=1$  であり、180度タイプの電圧形インバータ駆動時には、高調波磁界の回転方向を考慮し、 $k=(1 \pm 6\nu)$  ( $\nu=0, 1, 2, \dots$ ) となる。表2-1より、固定子電力またはトルク波形の周波数スペクトルを求めると、各異常状態を特徴周波数より分離して判定出来ることがわかる。なお、同表において、固定子と回転子が同時に不平衡になった場合には、極微小の成分までを考えると、理論的には無限の周波数パターンが発生することになる。同表より、固定子電流波形または固定子電力波形を処理し、異常時の特徴周波数成分に着目すれば異常診断できることがわかる。そして、インバータ駆動時には、インバータの内部損失を無視すると電動機の固定子電力波形とインバータ入力側の電力波形は同一となる。したがって、電圧形PWMインバータの場合、入力の直流電圧は一定であることから、固定子電力に含まれる周波数成分はインバータ入力の直流電流に含まれることになり、インバータの入力電流をスペクトル解析すればよいことになる。

### 2. 2. 3 電流形インバータ駆動時

電流形インバータ駆動時または電流制御方式の電圧形インバータ駆動時には、固定子電流波形  $[\mathbf{i}_s]$  が指定されるので、前記の図2-3のモデルを図2-4のように修正する必要がある。同図から、回転子電圧  $\mathbf{v}_r$  および回転子電流  $\mathbf{i}_r$  は、次式となる。

$$\mathbf{v}_r(0) \sim \varphi^{-1}(1 + T_0) [\mathbf{i}_s] \quad \dots\dots\dots (2-27)$$

$$\mathbf{i}_r(0) \sim (1 + T_r) \varphi^{-1}(1 + T_0) [\mathbf{i}_s] \quad \dots\dots\dots (2-28)$$

そして、固定子電圧  $\mathbf{v}_s$  は  $[\mathbf{i}_s]$  から直接決まる  $(1 + T_s) [\mathbf{i}_s]$  と、回転子側から決定される  $\varphi(1 + T_r) \varphi^{-1}(1 + T_0) [\mathbf{i}_s]$  の和で表され、

$$\mathbf{v}_s(0) \sim \{(1 + T_s) + \varphi(1 + T_r) \varphi^{-1}(1 + T_0)\} [\mathbf{i}_s] \quad \dots\dots\dots (2-29)$$

となり、これ以上は巡回しない。また、固定子電流波形が指定されることから  $[\mathbf{i}_s]$  は次式で与えられる。

$$[\mathbf{i}_s] \sim \sum_k e^{jk\omega_1 t} \quad \dots\dots\dots (2-30)$$

表2-1 商用電源 ( $k=k_1=k_2=1$ ) または電圧形インバータ駆動時の異常状態と特徴周波数の関係 (±符号同順)

状 態	固 定 子 電 流		回 転 子 電 流		固 定 子 電 力 お よ び ト ル ク	
	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合
正 常	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	$k\omega_1 - 2\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$
	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 + \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
異 常	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	$k\omega_1 - 2\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$k\omega_1 + \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm \omega_m$	$(k_1 + k_2)\omega_1$	$(6\nu \pm 2)\omega_1$
	$k\omega_1 + 2\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm 2\omega_m$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 + \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm \omega_m$	$(k_1 + k_2)\omega_1$	$(6\nu \pm 2)\omega_1$
異 常	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 \mp \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 \pm k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	$k\omega_1 \mp 2\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$k\omega_1 \mp 3\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1$
	$k\omega_1 \mp 4\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$k\omega_1 \mp 5\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 3\omega_m$	$(k_1 + k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$6\nu\omega_1 \mp 2\omega_m$
	$k\omega_1 \mp 6\omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 4\omega_m$		$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 5\omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 4\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$
異 常		$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 6\omega_m$		$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp 5\omega_m$	$(k_1 + k_2)\omega_1 \mp 6\omega_m$	$6\nu\omega_1 \mp 4\omega_m$
					$(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 6\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 4\omega_m$
					$(k_1 + k_2)\omega_1 \mp 6\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 4\omega_m$
					$(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 6\omega_m$	$(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 4\omega_m$



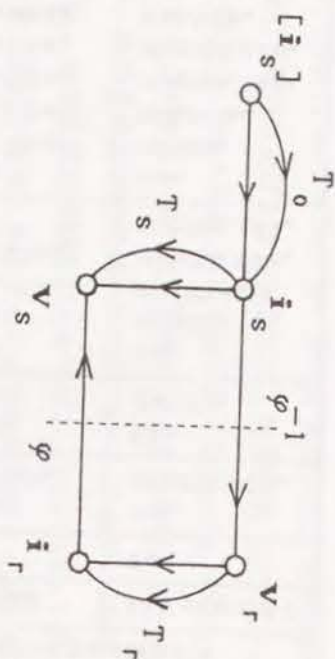


図 2-4 電流形インバータ駆動時の特徴周波数の発生モデル

ここで、2. 2. 2節と同様に、代表例として、固定子インバータが不平衡、すなわち  $T_0 = T_r = 0$ 、 $T_s \neq 0$  の場合の周波数成分を導出する。(2-27)~(2-30)式から、

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_r &\sim \varphi^{-1} [\mathbf{i}_s] \\ &\sim \sum_k e^{j(k\omega_1 - \omega_m)t} \dots \dots \dots (2-31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_s &\sim (1 + T_s) [\mathbf{i}_s] \\ &\sim \sum_k \{ e^{jk\omega_1 t} + e^{-jk\omega_1 t} \} \dots \dots \dots (2-32) \end{aligned}$$

となり、固定子電力  $P_s$  およびトルク  $\tau$  は次式となる。

$$\begin{aligned} P_s &\sim \mathbf{V}_s^* \mathbf{i}_s \\ &\sim \sum_{k_1} \{ e^{-jk_1\omega_1 t} + e^{jk_1\omega_1 t} \} \sum_{k_2} e^{jk_2\omega_1 t} \\ &\sim \sum_{k_1, k_2} [ e^{-j(k_1 - k_2)\omega_1 t} + e^{j(k_1 + k_2)\omega_1 t} ] \dots \dots \dots (2-33) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau &\sim \mathbf{i}_s^* \mathbf{i}_r e^{j\omega_m t} \\ &\sim \sum_{k_1} e^{-jk_1\omega_1 t} \sum_{k_2} e^{jk_2\omega_1 t} \\ &\sim \sum_{k_1, k_2} e^{-j(k_1 - k_2)\omega_1 t} \dots \dots \dots (2-34) \end{aligned}$$

同様にして、各異常状態の場合について特徴周波数を求め、整理すると表2-2が得ら

表 2-2 電流形インバータ駆動時の異常状態と特徴周波数の関係(±符号同順)

状 態	固定子電圧		回転子電流		固定子電力		ト ル ク	
	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合	一般の場合	$k=(1 \pm 6\nu)$ の場合
正 常	$k\omega_1$	$(6\nu \pm 1)\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
異 常	回 転 子 不 平 衡	$k\omega_1$ $k\omega_1 - 2\omega_m$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$
	固 定 子 不 平 衡	$k\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1$	$(k_1 - k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$
	固定子電 流不平衡	$k\omega_1$	$k\omega_1 - \omega_m$ $k\omega_1 + \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$ $(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1$
	固定子お よび回転 子不平衡	$k\omega_1$ $k\omega_1 - 2\omega_m$	$k\omega_1 - \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1 - 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$
	回転子お よび固定 子電流不 平衡	$k\omega_1$ $k\omega_1 - 2\omega_m$ $k\omega_1 + 2\omega_m$	$k\omega_1 - \omega_m$ $k\omega_1 + \omega_m$	$(6\nu \pm 1)\omega_1 \mp \omega_m$ $(6\nu \pm 1)\omega_1 \pm \omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1$ $(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$ $(k_1 + k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1$ $6\nu\omega_1 \mp 2\omega_m$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$(k_1 - k_2)\omega_1$ $(k_1 + k_2)\omega_1$ $(k_1 - k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$ $(k_1 + k_2)\omega_1 \mp 2\omega_m$	$6\nu\omega_1$ $(6\nu \pm 2)\omega_1$ $6\nu\omega_1 \mp 2\omega_m$ $(6\nu \pm 2)\omega_1 \mp 2\omega_m$



れる。同表において、120度タイプの電流形インバータ駆動時には  $k=(1\pm 6\nu)$  の場合となる。同表と表2-1とを比較すると、固定子インピーダンス不平衡時の電力波形とトルク波形に含まれる周波数成分が異なっていることがわかる。これは先に示したように電流形の場合には、 $\mathbf{v}_s$  には  $[\mathbf{i}_s]$  と  $T_s[\mathbf{i}_s]$  の項が含まれるが、 $\mathbf{i}_r$  の項には  $T_s$  による項が含まれないためである。すなわち、電流形インバータまたは電流制御方式の電圧形インバータ駆動時には、固定子側のインピーダンスの不平衡はトルク波形には影響を与えないことを表している。また、同表より固定子電力波形の周波数スペクトルに着目すると、各異常状態を識別できることがわかる。さらに、電流形PWMインバータの場合にも、電圧形の場合と同様に、その内部損失を無視すると、インバータ入力側の直流電流は一定であることから、インバータ入力の直流電圧波形をスペクトル解析すればよいことになる。

## 2.2.4 静止セルビウス駆動時

この場合のモデルは図2-5のようになり、固定子電圧  $[\mathbf{v}_s]$  と回転子電流  $[\mathbf{i}_r]$  が指定される。したがって、固定子電圧  $\mathbf{v}_s$  および固定子電流  $\mathbf{i}_s$  は、

$$\mathbf{v}_s(0) \sim \{\varphi[\mathbf{i}_r] + (1+T_\theta)[\mathbf{v}_s]\} \quad \dots\dots\dots(2-35)$$

$$\mathbf{i}_s(0) \sim (1+T_s)\{\varphi[\mathbf{i}_r] + (1+T_\theta)[\mathbf{v}_s]\} \quad \dots\dots\dots(2-36)$$

となり、回転子電圧  $\mathbf{v}_r$  は  $[\mathbf{i}_r]$  からの直接的な  $(1+T_r)[\mathbf{i}_r]$  と、 $\mathbf{v}_s$  からの  $\varphi^{-1}(1+T_s)\{\varphi[\mathbf{i}_r] + (1+T_\theta)[\mathbf{v}_s]\}$  との和となり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_r(0) \sim & \{1+T_r+\varphi^{-1}(1+T_s)\varphi\}[\mathbf{i}_r] \\ & + \varphi^{-1}(1+T_s)(1+T_\theta)[\mathbf{v}_s] \quad \dots\dots\dots(2-37) \end{aligned}$$

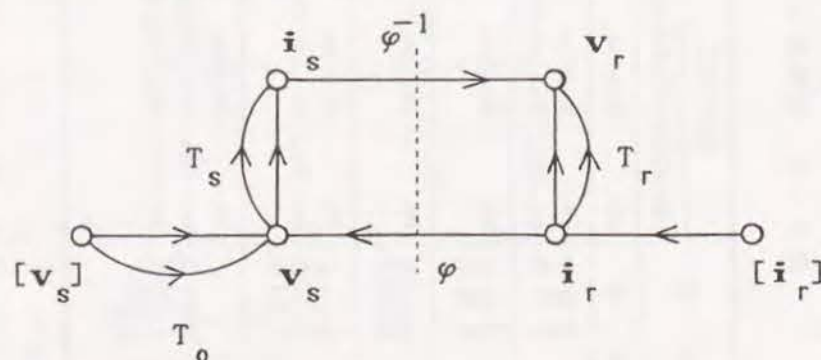


図2-5 静止セルビウス駆動時の特徴周波数の発生モデル

なお、回転子側電力  $p_r$  は、(2-12)式と同様にして、

$$p_r = 2 \text{Real} [\mathbf{v}_{r1}^* \mathbf{i}_{r1}] \sim \mathbf{v}_r^* \mathbf{i}_r \quad \dots\dots\dots(2-38)$$

で求められる。また、固定子電圧は商用電源であり、回転子電流は指定されることから、 $s$  をすべりとして、 $[\mathbf{v}_s]$  および  $[\mathbf{i}_r]$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$[\mathbf{v}_s] \sim e^{j\omega_1 t} \quad \dots\dots\dots(2-39)$$

$$[\mathbf{i}_r] \sim \sum_k e^{jks\omega_1 t} \quad \dots\dots\dots(2-40)$$

そして、三相ブリッジ整流回路を回転子側に接続している場合で、整流素子が正常な場合は  $k=(1\pm 6\nu)$  であり、整流素子が短絡または開放となる異常状態では、回転子電流には  $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$  となる。これらの関係から、2.2.2節および2.2.3節と同様にして、インピーダンス異常時および整流素子異常時の特徴周波数を求めると表2-3が得られる。同表から、整流素子が正常の場合には、回転子側電力波形の周波数スペクトルから各異常状態を識別できることがわかる。そして、前述のインバータの場合と同様に、回転子側電力変換器の直流電流が一定の場合には、回転子側電力波形と同じ周波数が回転子側の直流電圧に含まれるので、それで異常を診断できる。

## 2.3 実測結果

ここでは、表2-4の定格、諸定数をもつ供試機を使用した実測結果の一例について述べる。なお、以下(a)図は各波形であり、(b)図はそのスペクトルである。また、スロットリプル周波数成分やインバータの高調波成分により、折り返しひずみが生じると結果の識別が困難となるので、測定の際には、アンチエリアジングフィルタなどにより、折り返しひずみを除去しておく必要がある。

### 2.3.1 商用電源駆動時

図2-6は正常時、図2-7は固定子抵抗が不平衡の時、図2-8は回転子抵抗が不平衡の時、図2-9は線間電圧の一つが不平衡でかつ回転子抵抗が不平衡の時、図2-10は固定子と回転子の抵抗が同時に不平衡となった時、各場合の固定子入力電力の実測結果である。これらの図には、それぞれ表2-1において  $k=k_1=k_2=1$  とした特徴周波数成分、すなわち、 $0, 2\omega_1, 4\omega_1, 2\omega_m, 2\omega_1 \pm 2\omega_m, 2\omega_1 - 4\omega_m$  などの成分が現れ



表 2-3 静止セルピウス駆動時の異常状態と特徴周波数の関係(±符号同順)

巻線/電圧状態	巻線/電圧状態	固定子電流		回転子電圧		固定子電圧		トルク	回転子電力		
		$k=(1\pm6\nu)$ の場合		$k=(1\pm6\nu)$ の場合		$k=(1\pm6\nu)$ の場合			$k=(1\pm6\nu)$ の場合		
正常	正 常	$\omega_1 \pm 6\nu\omega_1$		$(6\nu \pm 1)s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$	$k=(1\pm6\nu)$ の場合	
	異常	回転子不平衡	$\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$(6\nu \pm 1)s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$
		固定子不平衡	$\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$(6\nu \pm 1)s\omega_1$ $2\omega_1 - (1 \pm 6\nu)s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$
		線電圧不平衡	$\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$(6\nu \pm 1)s\omega_1$ $2\omega_1 - s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$
		固定子および 回転子不平衡	$\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$(6\nu \pm 1)s\omega_1$ $2\omega_1 - (1 \pm 6\nu)s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$		$6\nu s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $(6\nu \pm 2)s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$	$6\nu s\omega_1$ $(6\nu \pm 2)s\omega_1$ $2\omega_1 \pm 6\nu s\omega_1$
異常	正 常	$\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$k s\omega_1$		$(k-1)s\omega_1$		$(k_1 - k_2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$	
	異常	回転子不平衡	$\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$k s\omega_1$		$(k-1)s\omega_1$		$(k_1 - k_2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $(k_1 + k_2)s\omega_1$
		固定子不平衡	$\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$k s\omega_1$ $2\omega_1 + (k-2)s\omega_1$		$(k-1)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$
		線電圧不平衡	$\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$k s\omega_1$ $2\omega_1 - s\omega_1$		$(k-1)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 - 1)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 - 1)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 - 1)s\omega_1$
		固定子および 回転子不平衡	$\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$k s\omega_1$ $2\omega_1 + (k-2)s\omega_1$		$(k-1)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k-1)s\omega_1$		$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $(k_1 + k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$	$(k_1 - k_2)s\omega_1$ $(k_1 + k_2)s\omega_1$ $2\omega_1 + (k_1 + k_2 - 2)s\omega_1$

表 2-4 供試機の定格、諸定数

定格電圧: 200 V	定格電流: 4 A
定格出力: 0.75 kW	回転速度: 3420 rpm
定格周波数: 60 Hz	極対数: 1
$R_s$ : 1.19 $\Omega$	$R_r$ : 1.86 $\Omega$
$L_s$ : 0.1153 H	$L_r$ : 0.113 H
$M_s$ : -0.055 H	$M_r$ : -0.055 H
$M$ : 0.110 H	

ていることがわかる。したがって、これらの特徴周波数成分に着目することにより、異常の検出と診断が可能であることがわかる。

### 2.3.2 電圧形インバータ駆動時

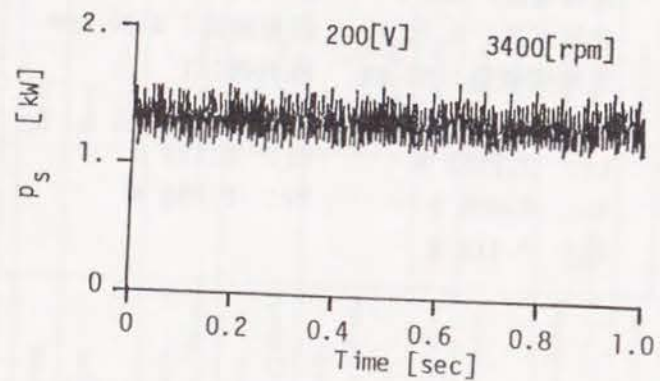
図2-11～図2-13は180度導通電圧形インバータで駆動した場合で、それぞれ正常時、固定子抵抗不平衡時、および回転子抵抗不平衡時のインバータ入力電圧波形とそのスペクトルである。同図において、表2-1で  $k=(1\pm6\nu)$  の場合の特徴周波数成分、すなわち、 $0$ 、 $2\omega_1$ 、 $4\omega_1$ 、 $6\omega_1$ 、 $2\omega_1-2\omega_m$ 、 $4\omega_1+2\omega_m$ 、 $8\omega_1-2\omega_m$  などの成分が現れており、これより異常の検出、診断が可能である。

### 2.3.3 電流形インバータ駆動時

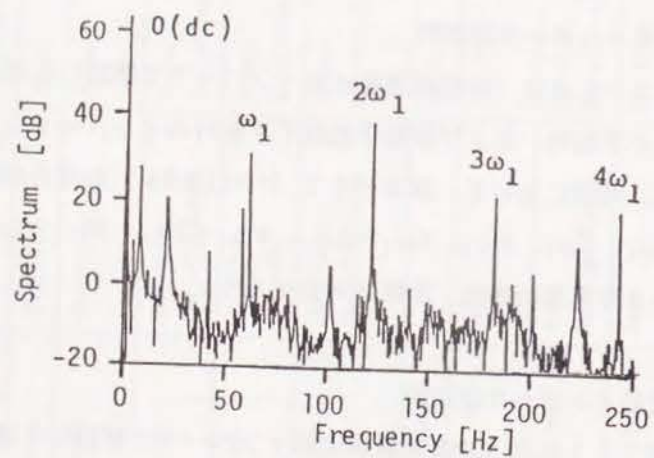
図2-14～図2-16は120度導通電流形インバータで駆動した場合で、それぞれ正常時、固定子抵抗不平衡時、および回転子抵抗不平衡時のインバータ入力電圧波形とそのスペクトルである。同図において、表2-2で  $k=(1\pm6\nu)$  の場合の特徴周波数成分、すなわち、 $0$ 、 $2\omega_1$ 、 $4\omega_1$ 、 $6\omega_1$ 、 $2\omega_1-2\omega_m$ 、 $4\omega_1+2\omega_m$ 、 $8\omega_1-2\omega_m$  などの成分が現れており、これより異常診断が可能である。

### 2.3.4 静止セルピウス駆動時

図2-17は正常時、図2-18は固定子と回転子が同時に不平衡の時の回転子側直流電圧の波形とそのスペクトルである。同図より、表2-3で  $k=(1\pm6\nu)$  とした特徴周

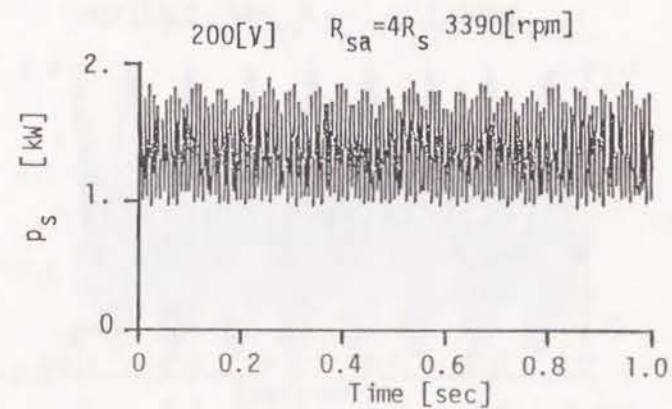


(a)

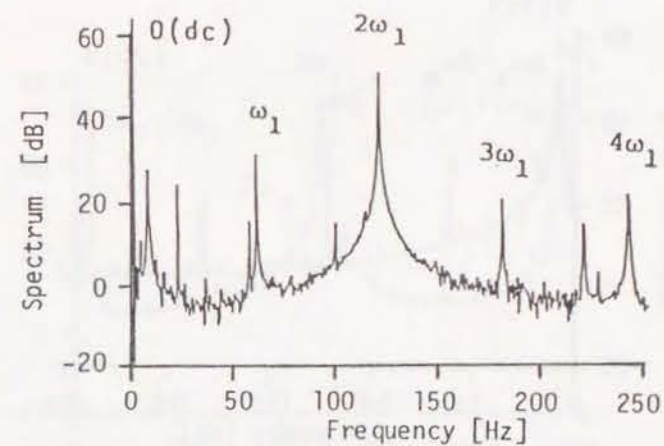


(b)

図 2-6 正常時の入力電力



(a)



(b)

図 2-7 固定子不平衡時の入力電力

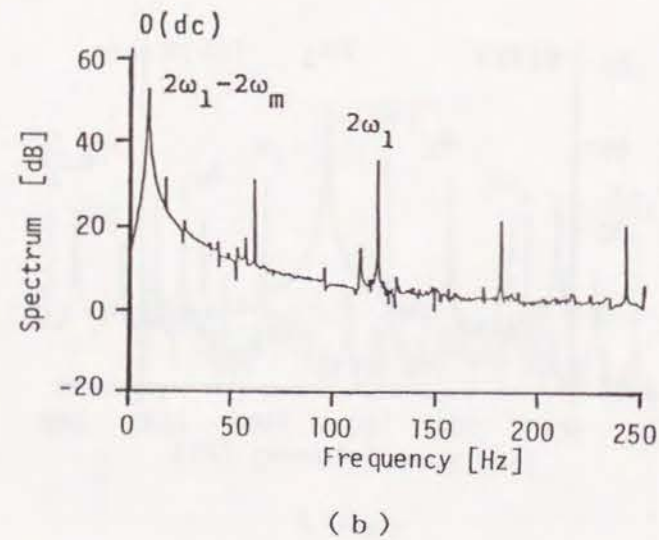
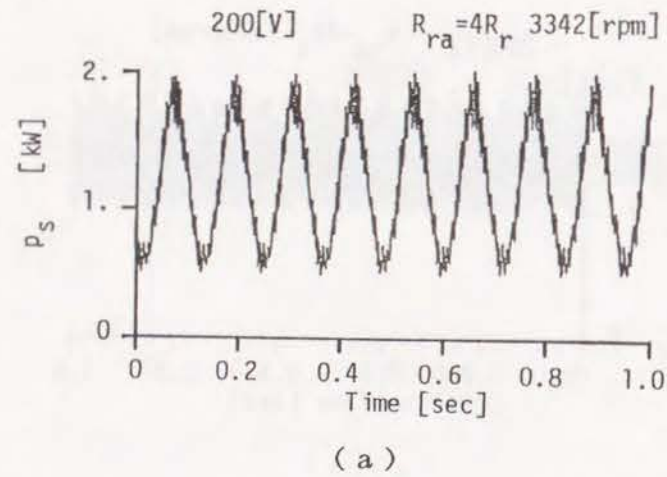


図 2-8 回転子不平衡時の入力電力

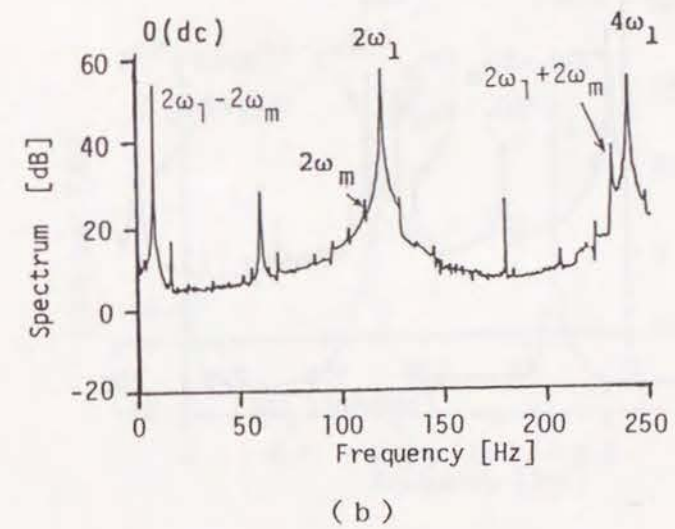
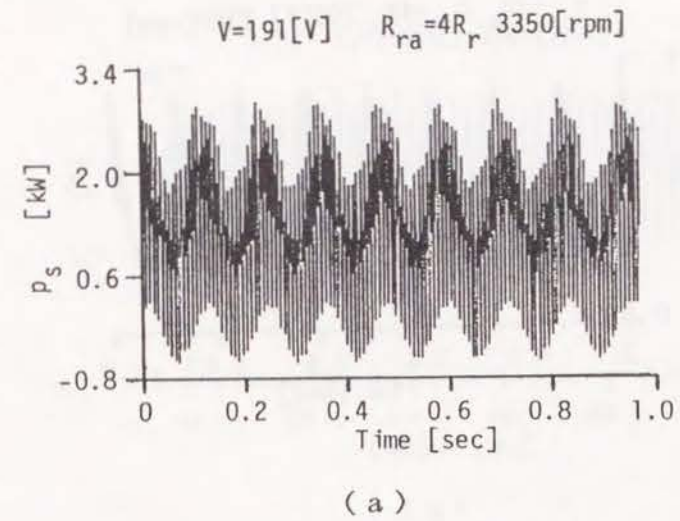


図 2-9 固定子電圧および回転子不平衡時の入力電力



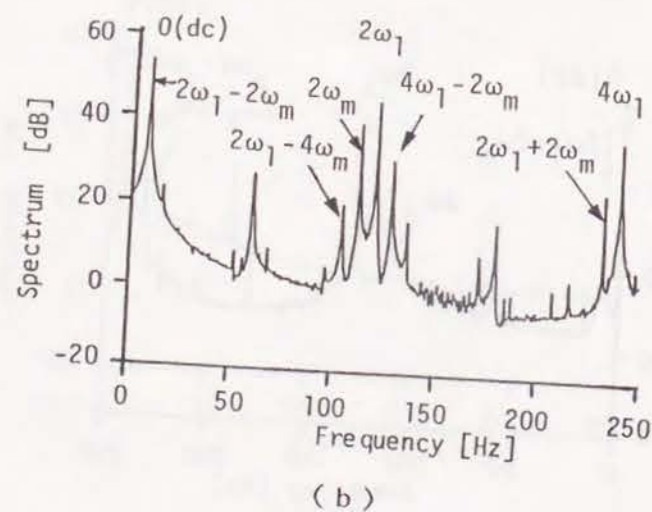
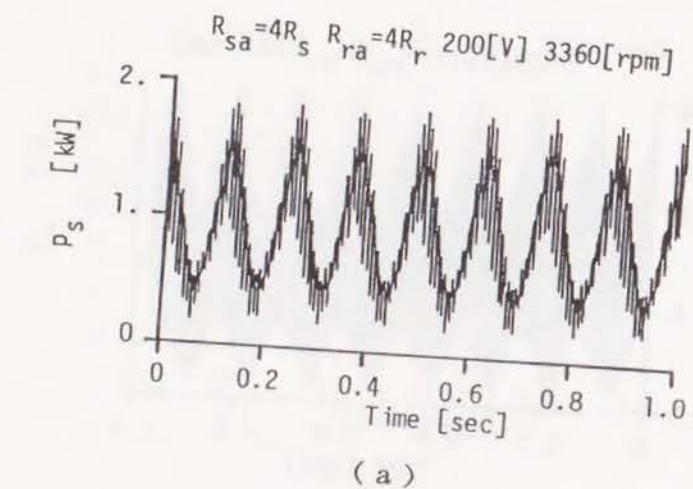


図 2 - 1 0 固定子および回転子不平衡時の入力電力

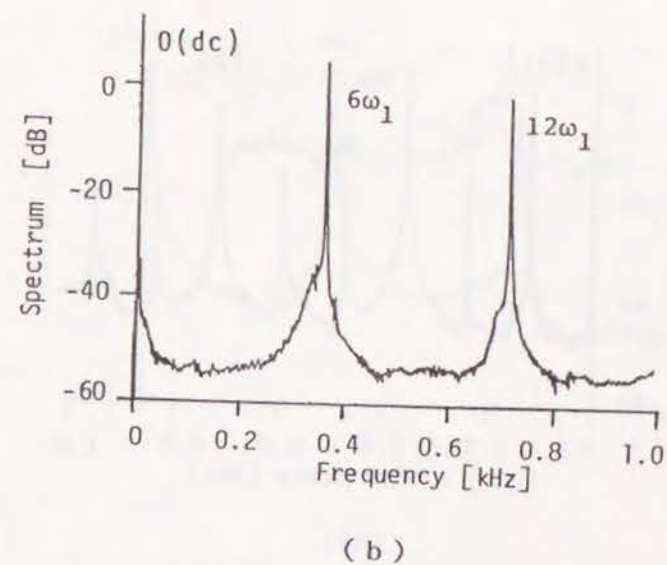
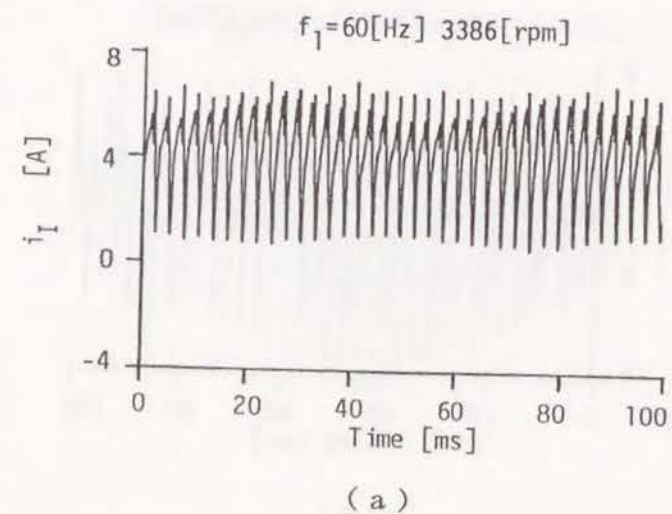
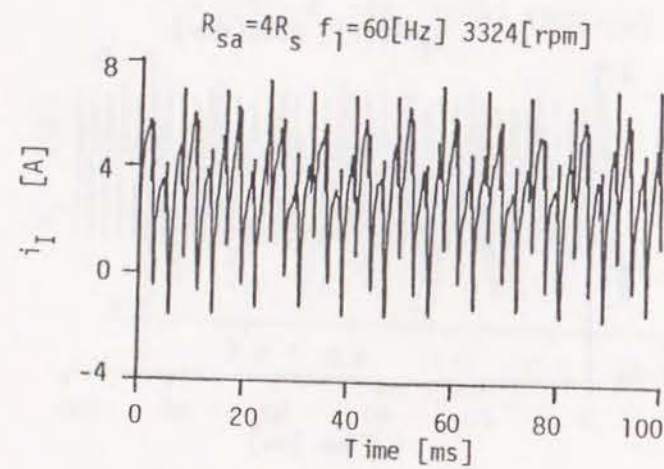
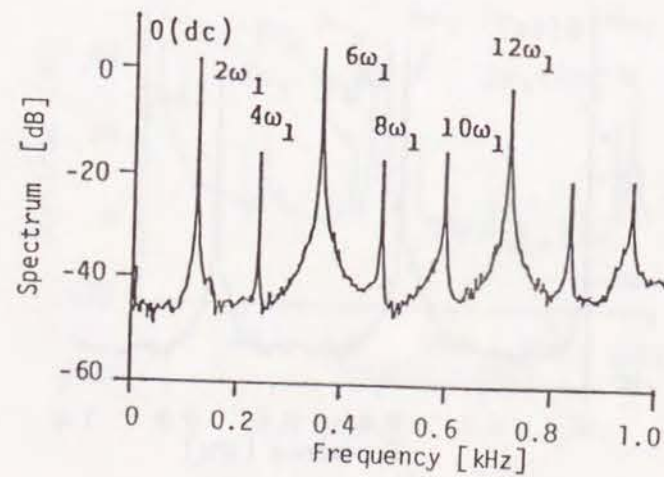


図 2 - 1 1 正常時のインバータ入力電流



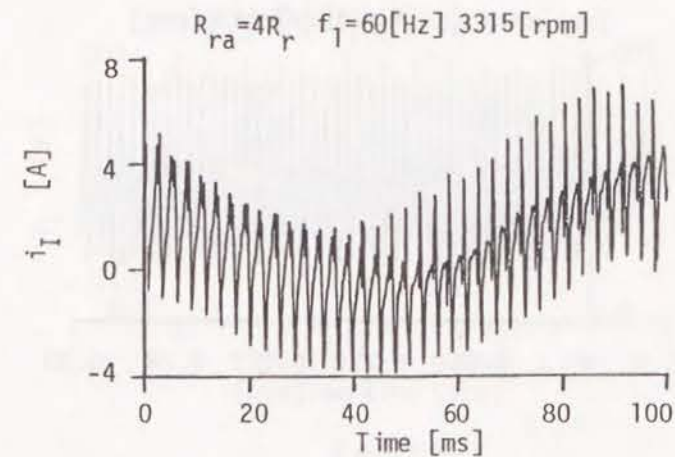


( a )

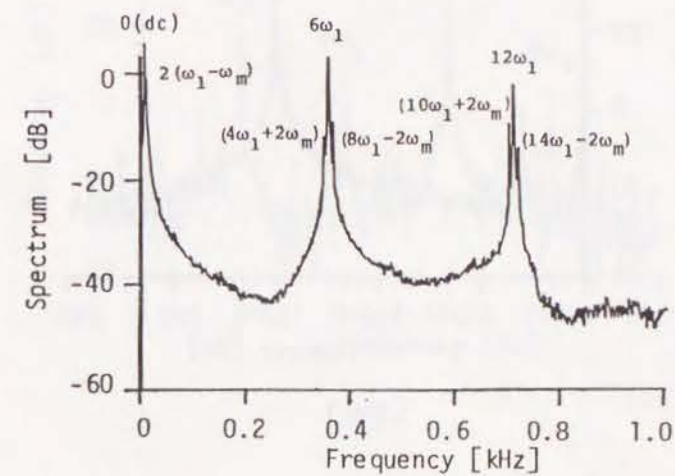


( b )

図 2 - 1 2 固定子不平衡時のインバータ入力電流

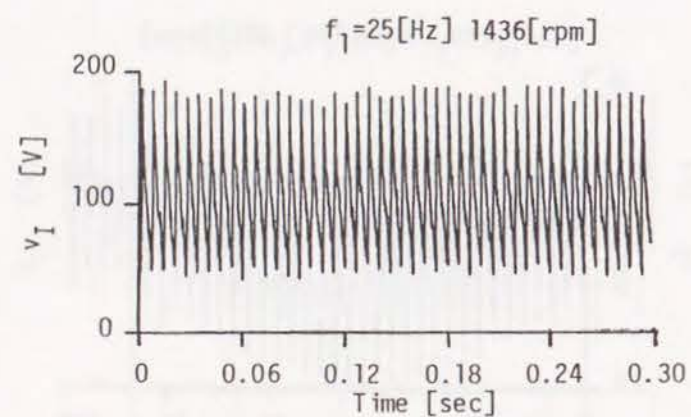


( a )

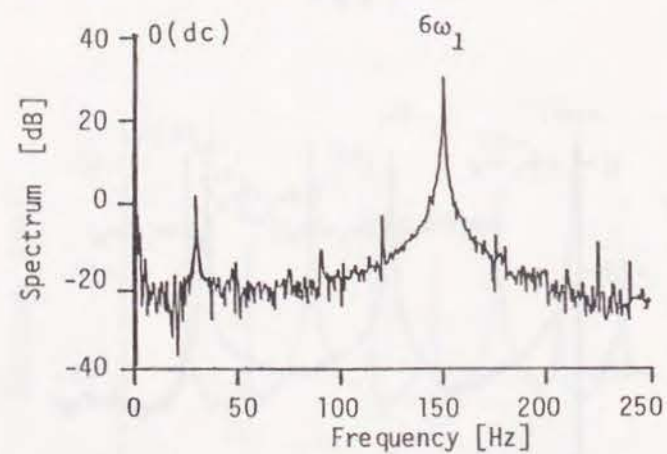


( b )

図 2 - 1 3 回転子不平衡時のインバータ入力電流

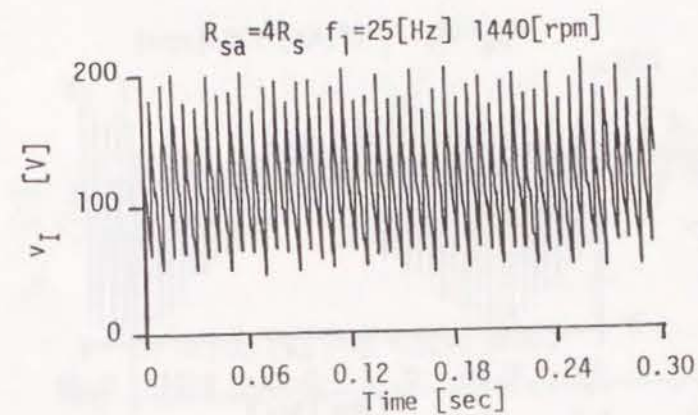


( a )

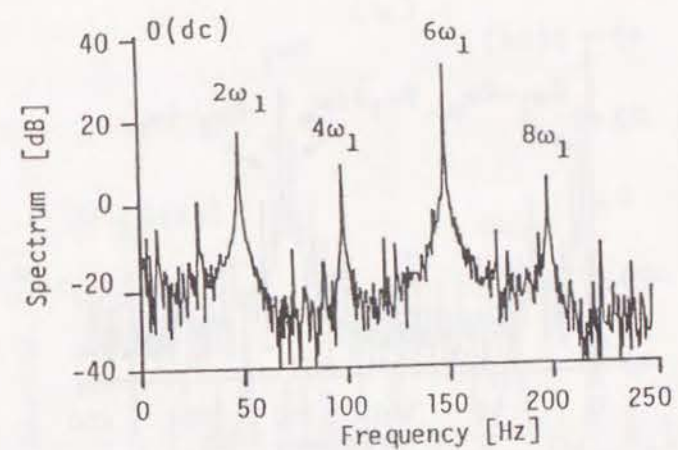


( b )

図 2-14 正常時のインバータ入力電圧

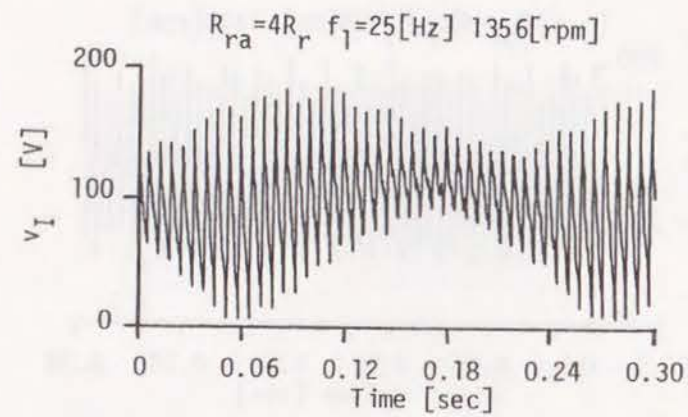


( a )

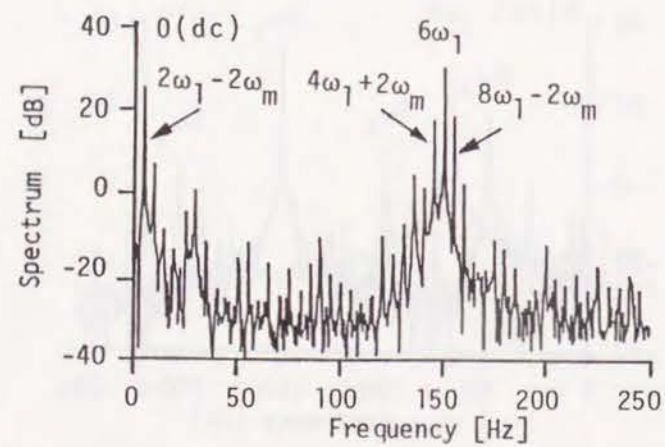


( b )

図 2-15 固定子不平衡時のインバータ入力電圧

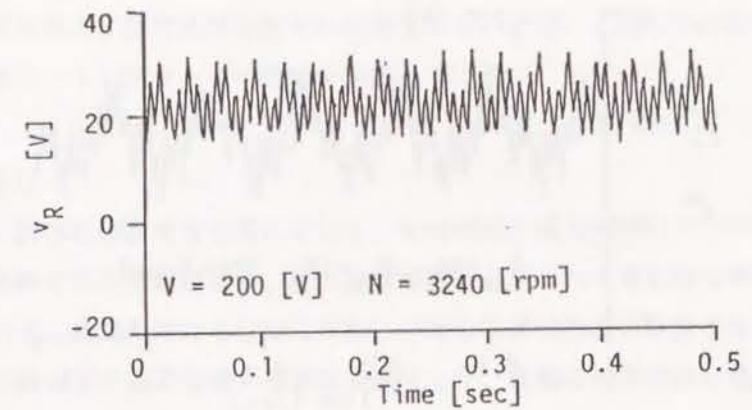


( a )

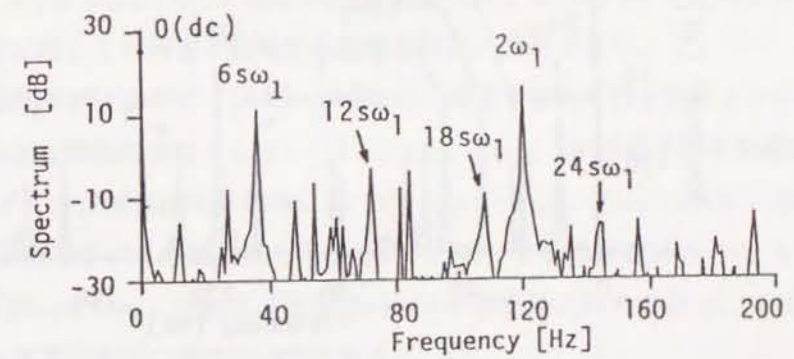


( b )

図 2 - 1 6 回転子不平衡時のインバータ入力電圧



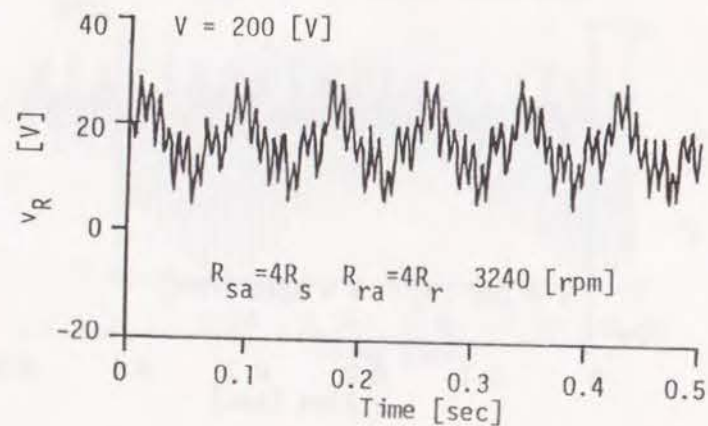
( a )



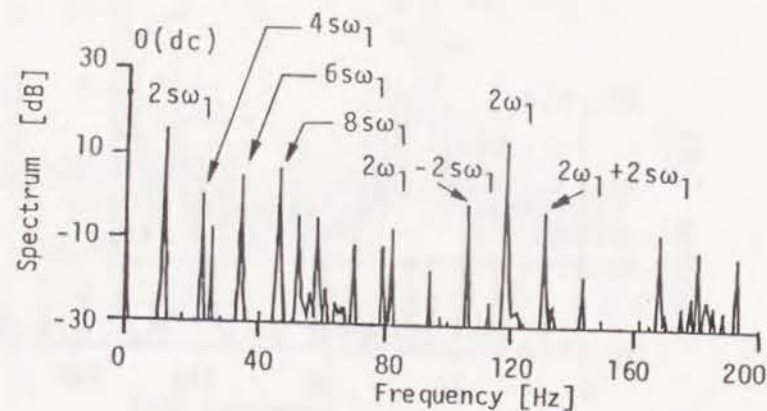
( b )

図 2 - 1 7 正常時の回転子側の出力直流電圧





(a)



(b)

図 2-18 固定子および回転子不平衡時の回転子側の出力直流電圧

波数成分、すなわち、 $0$ 、 $2s\omega_1$ 、 $4s\omega_1$ 、 $6s\omega_1$ 、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_1 \pm 2s\omega_1$  などの成分が現れており、これより異常診断が可能である。

なお、これらのスペクトルの実測結果に現れている特徴周波数成分以外の成分は、源信号の波形ひずみおよび信号処理過程での誤差である。また、上記以外の各状態に対しても、実測により表 2-1～表 2-3 の結果を確認している。

## 2.4 むすび

本章では、誘導電動機を含む系に対して、その電流や電力波形のスペクトル成分より電氣的異常を診断する方法を提案し、その診断原理とも言うべき基本的な関係について検討した。すなわち、商用電源ならびにインバータ等の半導体電源で駆動される誘導電動機について、電氣的な不平衡に帰着する異常を取り上げ、各種の異常状態と電動機の電流、電力およびトルク波形に含まれる異常の特徴周波数の関係を検討した。その結果、以下の事項が明らかになった。

(1) 商用電源または電圧形インバータ駆動時の固定子電流波形には、角周波数、(i)  $\omega_1 - 2\omega_m$  成分が回転子不平衡時に、(ii)  $\omega_1 \pm 2\omega_m$  成分が線電圧および回転子不平衡時に、(iii)  $\omega_1 \pm 2\omega_m$ 、 $\omega_1 \pm 4\omega_m$  成分が固定子および回転子不平衡時に含まれるので、これらの異常に関しては固定子電流から異常を検出、識別できる。

(2) 商用電源または電圧形インバータ駆動時、固定子電力波形またはインバータ入力直流電流波形の主な特徴周波数として、(i)  $2\omega_1 - 2\omega_m$  が回転子不平衡時に、(ii)  $2\omega_1$  が固定子または線電圧不平衡時に、(iii)  $2\omega_1 - 2\omega_m$ 、 $2\omega_1$  以外に、 $2\omega_m$  および  $2\omega_1 + 2\omega_m$  が回転子および線電圧不平衡時に、(iv) これらを含めさらに  $4\omega_m$ 、 $2\omega_1 \pm 4\omega_m$ 、 $6\omega_m$ 、 $2\omega_1 \pm 6\omega_m$  が固定子および回転子不平衡時に現れるので、これらの特徴周波数成分より異常の検出、識別が可能である。

(3) 電流形インバータ駆動時、固定子電力波形またはインバータ入力直流電圧波形の主な特徴周波数として、(i)  $2\omega_1 - 2\omega_m$  が回転子不平衡時に、また、(ii)  $2\omega_1$  が固定子不平衡時に現れる。これらは商用電源駆動時と同じであるが、(iii) 固定子および回転子不平衡時の特徴周波数は、 $2\omega_1 - 2\omega_m$ 、 $2\omega_1$  のみである。また、(iv) 回転子および固定子電流不平衡時は、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_m$ 、 $2\omega_1 \pm 2\omega_m$  が現れる。したがって、これらより異常の検出、診断が可能である。

(4) 静止セルビウス駆動の場合、(a) 整流素子が正常な状態では、回転子電力波形ま



たは回転子側直流電圧波形に異常の特徴が現れ、その主な周波数として正常時は  $6s\omega_1$  の倍数のみであるが、(i)  $2s\omega_1$ 、 $4s\omega_1$ 、 $8s\omega_1$  が回転子不平衡時に、(ii)  $2\omega_1$ 、 $2\omega_1 \pm 6s\omega_1$ 、 $2\omega_1 \pm 12s\omega_1$  が固定子側不平衡時に、(iii) これらを総合した、 $2s\omega_1$ 、 $4s\omega_1$ 、 $8s\omega_1$ 、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_1 \pm 6s\omega_1$ 、 $2\omega_1 \pm 12s\omega_1$  が固定子および回転子不平衡時に現れる。また、(b) 整流素子が短絡または開放の異常状態では、 $k=0,1,2,\dots$  として、固定子電流に  $\omega_1 \pm ks\omega_1$  の成分が現れる。さらに、回転子電力波形には、(i) 回転子不平衡時に  $ks\omega_1$ 、(ii) 固定子不平衡時に  $2\omega_1 \pm ks\omega_1$  の成分が現れる。したがって、これらの成分より整流素子の異常ならびに異常が回転子側か固定子側かの識別が可能である。

(5) 電流形インバータや電流制御方式の電圧形インバータなどの固定子電流波形を指定するタイプの電源では、固定子側の不平衡はトルク波形には影響を与えず、正常時と同じ周波数成分しか存在しない。

以上のように、電動機の固定子電流でも一部の診断は可能であるが、故障箇所を識別できるという点で最も望ましい情報源は、各異常の特徴周波数成分が独立した形で含まれる電力波形である。すなわち、(i) 電圧形インバータの場合は直流側のインバータ入力電流、(ii) 電流形インバータではインバータ入力電圧、(iii) 静止セルビウスでは回転子側直流電圧に異常箇所に関する情報が含まれている。

なお、正弦波PWMインバータの場合には、高調波成分が小さいので、結果としては主に表2-1および表2-2で  $k=k_1=k_2=1$  の場合のみに注目すればよく、電圧形では電流波形がインバータ内部で制限を受けなければ、全ての異常状態に対して商用電源と同じ結果となる。また、電流形では、電圧波形がPWMの最大変調度以下で制限を受けなければ、固定子と回転子のインピーダンスが同時に不平衡の時および回転子インピーダンスと固定子電流が同時に不平衡の時を除いて、商用電源と同じ結果となる。

以上、本章の結果より、故障診断用の情報源である各波形の特徴周波数と異常箇所の関係が明確になった。なお、本章で導出した各特徴周波数成分の大きさを求めることも、実用上、その値が異常検出のための閾値や異常の程度を把握する量となるので重要な問題である。これらを解析的に求める方法については次章以降で述べる。

## 第3章 パラメータ不平衡時の巻線形誘導電動機特性

### 3.1 まえがき

第2章では、誘導電動機の電氣的不平衡に帰着する異常の診断法として、電流および電力波形に含まれる異常時の特徴周波数成分に着目する方法を提案し、各駆動電源に対して異常状態とその特徴周波数の関係を明らかにした[27]。しかし、次の問題として、異常検出の閾値の決定や異常の程度を定量的に把握するためには、種々の異常状態とその特徴周波数成分の大きさの関係も明らかにしておくことが必要である。

本章の目的は、巻線形誘導電動機を対象に異常時の特性解析を行い、その特徴周波数成分を定量化することである。なお、かご形誘導電動機については次章で検討する。

従来より、三相誘導電動機が故障状態となり、固定子側または回転子側のいずれか一方のみが不平衡となった場合には、多軸行列法[28]を適用して、電流等の解析解が得られる[24],[25]。これは、瞬時値対称座標変換後さらに平衡側を整流変換すると、電圧方程式が定係数の微分方程式となるからである。しかし、固定子および回転子の両方が不平衡の場合は、これらの変換後も時変係数のままであり、解析的には解が得られない。さらに、単相誘導電動機においては、固定子側はもともと不平衡であり、回転子側に不平衡が発生すると、直ちに両側ともに不平衡となる。

ここでは、単相ならびに三相巻線形誘導電動機の不平衡時の特性解析に調波平衡法[29],[30]を適用し、異常時の特徴周波数成分をより効率的に求める方法を提案し、これにより異常時特性の定量的評価を可能にする。また、本解析法によれば、片側のみの不平衡も含め全ての不平衡時の特性を統一的に解析できるので、この点でも大変有用な解析法である。なお、電圧方程式を表す微分方程式を、直接時間領域で数値解析する方法でも特性解析は可能であるが、各調波成分を求める場合には、さらにフーリエ解析が必要となり計算時間の点で問題がある。

本章では、まず、(i) 単相および三相巻線形誘導電動機について、調波平衡方程式および調波成分を表す式を導出する。次に、(ii) 両電動機に対する数値例を示し、数値計算の際の打ち切り次数と特徴周波数成分の大きさについて検討する。最後に、(iii) 実測結果と比較し、不平衡パラメータの影響について考察する。その結果、設計・製造過程で生じる諸定数のばらつきを考慮した異常検出の閾値の決定や、逆に異常の特徴周波数成分の大きさから異常の程度を推定することが可能となる。



### 3.2 調波平衡方程式と調波成分の導出

#### 3.2.1 回転子不平衡時の単相誘導電動機の場合[31]

ここでは、コンデンサモータとして多数使用されている図3-1の単相誘導電動機について検討する。なお、回転子側は簡単化のため、同図に示すように二相巻線とする。図3-1の単相誘導電動機の電圧およびトルク方程式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa} + pL_{sa} + 1/pC, & 0, \\ 0, & R_{sb} + pL_{sb}, \\ p a_s M_{sr} \cos \theta_a, & p M_{sr} \sin \theta_a, \\ -p a_s M_{sr} \sin \theta_a, & p M_{sr} \cos \theta_a, \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad \text{.....(3-1)}$$

$$\tau = P M_{sr} [i_{sb}(i_{ra} \cos \theta_a - i_{rb} \sin \theta_a) - a_s i_{sa}(i_{ra} \sin \theta_a + i_{rb} \cos \theta_a)] \quad \text{.....(3-2)}$$

ただし、 $v_{sa}$ 、 $v_{sb}$ ：固定子各相電圧、 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $(i_{ra}$ 、 $i_{rb})$ ：固定子、(回転子)各相電流、 $R_{sa}$ 、 $R_{sb}$ 、 $(R_{ra}$ 、 $R_{rb})$ ：固定子、(回転子)各相抵抗、 $L_{sa}$ 、 $L_{sb}$ 、 $(L_{ra}$ 、 $L_{rb})$ ：固定子、(回転子)各相自己インダクタンス、 $M_a$  および  $M_m$ ：固定子 a 相-回転子間および固定子 b 相-回転子間の相互インダクタンス(最大値)で、 $a_s$  を固定子 a、b 相間の巻数比とすると、 $M_{sr} = M_m$ 、 $M_a = a_s M_{sr}$ 、 $C$ ：外部コンデンサ、 $\tau$ ：発生トルク、 $P$ ：極対数、 $\omega_1$ ：電源角周波数、 $\omega_m$ ：回転角速度、 $\theta_a$ ：固定子と回転子間の回転角度(電気角)、 $\theta_a = \omega_m t$ 、 $p = d/dt$  である。

(3-1)、(3-2)式を瞬時値対称座標変換(絶対変換)し、さらに回転子側を整流変換すると次式が得られる。

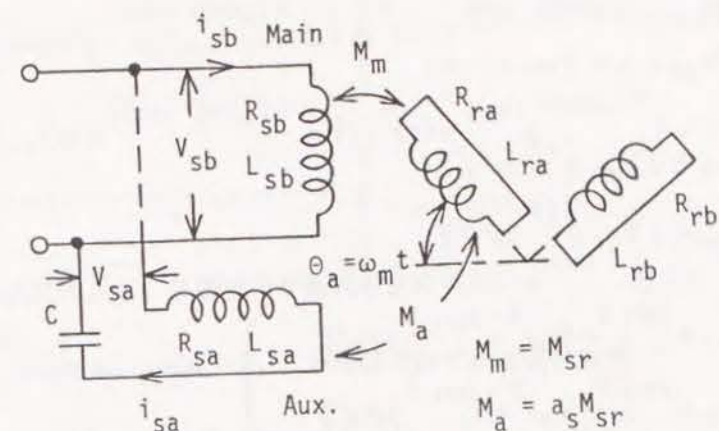


図3-1 不平衡単相誘導電動機

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{s1}[p], & Z_{s2}[p], \\ Z_{s2}[p], & Z_{s1}[p], \\ M_1(p-j\omega_m), & M_2(p-j\omega_m), \\ M_2(p+j\omega_m), & M_1(p+j\omega_m), \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad \text{.....(3-3)}$$

$$\tau = jP [M_1 \{i_{s2} i_{rf} - i_{s1} i_{rb}\} + M_2 \{i_{s1} i_{rf} - i_{s2} i_{rb}\}] \quad \text{.....(3-4)}$$

ここで、 $v_{s1}$  および  $v_{s2}$  は固定子正相分および逆相分電圧で、次式の固定子相電圧より、

$$\left. \begin{aligned} v_{sa} &= \sqrt{2} V_{sa} \cos(\omega_1 t) \\ v_{sb} &= \sqrt{2} V_{sb} \cos(\omega_1 t - \varphi) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-5)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{s1} &= (V_{sa} + j V_{sb} e^{-j\varphi}) / \sqrt{2} \\ \dot{V}_{s2} &= (V_{sa} - j V_{sb} e^{-j\varphi}) / \sqrt{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-6)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{s1} &= (\dot{V}_{s1} e^{j\omega_1 t} + \dot{V}_{s2}^* e^{-j\omega_1 t}) / \sqrt{2} \\ v_{s2} &= (\dot{V}_{s2} e^{j\omega_1 t} + \dot{V}_{s1}^* e^{-j\omega_1 t}) / \sqrt{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-7)$$

となる。ただし、通常の単相駆動では、 $V_{sa} = V_{sb}$ 、 $\varphi = 0$ である。なお、 $Z_{s1}[p]$ 等は、

$$\left. \begin{aligned} Z_{s1}[p] &= \{(R_{sa} + R_{sb}) + (L_{sa} + L_{sb})p + 1/pC\} / 2 \\ Z_{s2}[p] &= \{(R_{sa} - R_{sb}) + (L_{sa} - L_{sb})p + 1/pC\} / 2 \\ Z_{r1}[p \pm j\omega_m] &= \{(R_{ra} + R_{rb}) + (L_{ra} + L_{rb})[p \pm j\omega_m]\} / 2 \\ Z_{r2}[p \pm j\omega_m] &= \{(R_{ra} - R_{rb}) + (L_{ra} - L_{rb})[p \pm j\omega_m]\} / 2 \\ M_1 &= (a_s + 1)M_{sr} / 2 \\ M_2 &= (a_s - 1)M_{sr} / 2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-8)$$

となり、 $i_{rf}$  および  $i_{rb}$  は、それぞれ次式の回転子電流正相分  $i_{r1}$  および逆相分  $i_{r2}$  を整流変換したものである。

$$\left. \begin{aligned} i_{rf} &= i_{r1} e^{j\omega_m t} \\ i_{rb} &= i_{r2} e^{-j\omega_m t} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-9)$$

ここで、調波平衡式を得るために仮定する電流の調波成分は、第2章の解析結果から明らかとなっており、 $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  として、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} i_{s1} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\dot{i}_{s1}(n) e^{j(\omega_1 - 2n\omega_m)t} + \dot{i}_{s2}^*(n) e^{-j(\omega_1 - 2n\omega_m)t}] / \sqrt{2} \\ i_{s2} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\dot{i}_{s2}(n) e^{j(\omega_1 - 2n\omega_m)t} + \dot{i}_{s1}^*(n) e^{-j(\omega_1 - 2n\omega_m)t}] / \sqrt{2} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} i_{rf} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\dot{i}_{rf}(n) e^{j(\omega_1 - 2n\omega_m)t} + \dot{i}_{rb}^*(n) e^{-j(\omega_1 - 2n\omega_m)t}] / \sqrt{2} \\ i_{rb} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\dot{i}_{rb}(n) e^{j(\omega_1 - 2n\omega_m)t} + \dot{i}_{rf}^*(n) e^{-j(\omega_1 - 2n\omega_m)t}] / \sqrt{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-10)$$

(3-10)式を(3-3)式に代入し、各調波の平衡式を求めると、 $e^{j\omega_1 t}$  および  $e^{j(\omega_1 - 2k\omega_m)t}$  ( $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ ) の項はそれぞれ次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{s1} &= Z_{s1}[j\omega_1] \dot{i}_{s1}(0) + Z_{s2}[j\omega_1] \dot{i}_{s2}(0) \\ &\quad + M_1(j\omega_1) \dot{i}_{rf}(0) + M_2(j\omega_1) \dot{i}_{rb}(0) \\ \dot{V}_{s2} &= Z_{s2}[j\omega_1] \dot{i}_{s1}(0) + Z_{s1}[j\omega_1] \dot{i}_{s2}(0) \\ &\quad + M_2(j\omega_1) \dot{i}_{rf}(0) + M_1(j\omega_1) \dot{i}_{rb}(0) \\ 0 &= M_1\{j(\omega_1 - \omega_m)\} \dot{i}_{s1}(0) + M_2\{j(\omega_1 - \omega_m)\} \dot{i}_{s2}(0) \\ &\quad + Z_{r1}[j(\omega_1 - \omega_m)] \dot{i}_{rf}(0) + Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m)] \dot{i}_{rb}(1) \\ 0 &= M_2\{j(\omega_1 + \omega_m)\} \dot{i}_{s1}(0) + M_1\{j(\omega_1 + \omega_m)\} \dot{i}_{s2}(0) \\ &\quad + Z_{r2}[j(\omega_1 + \omega_m)] \dot{i}_{rf}(-1) + Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m)] \dot{i}_{rb}(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-11)$$

および

$$\left. \begin{aligned} 0 &= Z_{s1}[j(\omega_1 - 2k\omega_m)] \dot{i}_{s1}(k) + Z_{s2}[j(\omega_1 - 2k\omega_m)] \dot{i}_{s2}(k) \\ &\quad + M_1\{j(\omega_1 - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{rf}(k) + M_2\{j(\omega_1 - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{rb}(k) \\ 0 &= Z_{s2}[j(\omega_1 - 2k\omega_m)] \dot{i}_{s1}(k) + Z_{s1}[j(\omega_1 - 2k\omega_m)] \dot{i}_{s2}(k) \\ &\quad + M_2\{j(\omega_1 - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{rf}(k) + M_1\{j(\omega_1 - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{rb}(k) \\ 0 &= M_1\{j(\omega_1 - \omega_m - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{s1}(k) + M_2\{j(\omega_1 - \omega_m - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{s2}(k) \\ &\quad + Z_{r1}[j(\omega_1 - \omega_m - 2k\omega_m)] \dot{i}_{rf}(k) + Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m - 2k\omega_m)] \dot{i}_{rb}(k+1) \\ 0 &= M_2\{j(\omega_1 + \omega_m - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{s1}(k) + M_1\{j(\omega_1 + \omega_m - 2k\omega_m)\} \dot{i}_{s2}(k) \\ &\quad + Z_{r2}[j(\omega_1 + \omega_m - 2k\omega_m)] \dot{i}_{rf}(k-1) + Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m - 2k\omega_m)] \dot{i}_{rb}(k) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3-12)$$

上式をマトリクス形式に整理すると、次式の調波平衡式を得る。



$$\begin{aligned}
& \left[ \begin{array}{cccc} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, \\ \cdot & \cdot & \cdot & Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m)], \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{array} \right] & * & \left[ \begin{array}{cccc} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m - 2\omega_m)], & 0, \\ Z_{s1}(j\omega_1), & Z_{s2}(j\omega_1), & M_1(j\omega_1), & M_2(j\omega_1), \\ Z_{s2}(j\omega_1), & Z_{s1}(j\omega_1), & M_2(j\omega_1), & M_1(j\omega_1), \\ M_1\{j(\omega_1 - \omega_m)\}, & M_2\{j(\omega_1 - \omega_m)\}, & Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m)], & 0, \\ M_2\{j(\omega_1 + \omega_m)\}, & M_1\{j(\omega_1 + \omega_m)\}, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m)], \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{array} \right] & * & \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] \\
& \left[ \begin{array}{cccc} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0, & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0, & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0, & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m)], & 0, \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{array} \right] & * & \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] \\
& \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] & = & \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] \\
& \dots\dots\dots(3-13)
\end{aligned}$$

ここで、(3-13)式を適当な打ち切り次数 $N$  ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$ )を選んで、 $4(2N+1)$ 元の連立一次方程式として解く。以上より、 $\dot{I}_{s1}(n), \dots, \dot{I}_{rb}(n)$ が求められる。また、発生トルク $\tau$ は、得られた $\dot{I}_{s1}(n)$ 等を用いて、(3-4)式より、

$$\begin{aligned}
\tau = & 1/2 j P M_1 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} [ \{ \dot{I}_{s1}^*(n) \dot{I}_{rf}(m) - \dot{I}_{s2}^*(n) \dot{I}_{rb}(m) \} e^{j2(n-m)\omega_m t} \\
& - \{ \dot{I}_{s1}(n) \dot{I}_{rf}^*(m) - \dot{I}_{s2}(n) \dot{I}_{rb}^*(m) \} e^{-j2(n-m)\omega_m t} \\
& + \{ \dot{I}_{s2}(n) \dot{I}_{rf}(m) - \dot{I}_{s1}(n) \dot{I}_{rb}(m) \} e^{j\{2\omega_1 - 2(n+m)\omega_m\} t} \\
& - \{ \dot{I}_{s2}^*(n) \dot{I}_{rf}^*(m) - \dot{I}_{s1}^*(n) \dot{I}_{rb}^*(m) \} e^{-j\{2\omega_1 - 2(n+m)\omega_m\} t} ] \\
& + 1/2 j P M_2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} [ \{ \dot{I}_{s2}^*(n) \dot{I}_{rf}(m) - \dot{I}_{s1}^*(n) \dot{I}_{rb}(m) \} e^{j2(n-m)\omega_m t} \\
& - \{ \dot{I}_{s2}(n) \dot{I}_{rf}^*(m) - \dot{I}_{s1}(n) \dot{I}_{rb}^*(m) \} e^{-j2(n-m)\omega_m t} \\
& + \{ \dot{I}_{s1}(n) \dot{I}_{rf}(m) - \dot{I}_{s2}(n) \dot{I}_{rb}(m) \} e^{j\{2\omega_1 - 2(n+m)\omega_m\} t} \\
& - \{ \dot{I}_{s1}^*(n) \dot{I}_{rf}^*(m) - \dot{I}_{s2}^*(n) \dot{I}_{rb}^*(m) \} e^{-j\{2\omega_1 - 2(n+m)\omega_m\} t} ] \\
& \dots\dots\dots(3-14)
\end{aligned}$$

で与えられ、同様に固定子入力  $p_s$  は、

$$\begin{aligned}
p_s = & v_{s1} i_{s2} + v_{s2} i_{s1} \\
= & 1/2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [ \{ \dot{V}_{s1} \dot{I}_{s1}^*(n) + \dot{V}_{s2} \dot{I}_{s2}^*(n) \} e^{j2n\omega_m t} \\
& + \{ \dot{V}_{s1}^* \dot{I}_{s1}(n) + \dot{V}_{s2}^* \dot{I}_{s2}(n) \} e^{-j2n\omega_m t} \\
& + \{ \dot{V}_{s1} \dot{I}_{s2}(n) + \dot{V}_{s2} \dot{I}_{s1}(n) \} e^{j(2\omega_1 - 2n\omega_m) t} \\
& + \{ \dot{V}_{s1}^* \dot{I}_{s2}^*(n) + \dot{V}_{s2}^* \dot{I}_{s1}^*(n) \} e^{-j(2\omega_1 - 2n\omega_m) t} ] \\
& \dots\dots\dots(3-15)
\end{aligned}$$

で与えられる。そして、 $a, b$ 各相電流  $i_{sa}, i_{sb}$  および固定子全電流  $i_s (= i_{sa} + i_{sb})$  の  $(\omega_1 - 2n\omega_m)$  成分の振幅は、

$$\left. \begin{aligned} I_{sa}(n) &= | \dot{I}_{s1}(n) + \dot{I}_{s2}(n) | \\ I_{sb}(n) &= | \dot{I}_{s1}(n) - \dot{I}_{s2}(n) | \\ I_s(n) &= | (1-j) \dot{I}_{s1}(n) + (1+j) \dot{I}_{s2}(n) | \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3-16)$$

となる。同様に、トルク $\tau$ および固定子入力 $p_s$ の調波成分も(3-14)、(3-15)式より求められる。

### 3.2.2 固定子および回転子不平衡時の三相誘導電動機の場合[32]

ここでは、主として図3-2の $\Delta$ 結線の三相誘導電動機について検討し、Y結線時の取り扱いについては、結果の調波平衡式のみ示す。同図の三相誘導電動機の電圧方程式およびトルク式は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{sab}, & M_s, & M_s, \\ M_s, & L_{sbc}, & M_s, \\ M_s, & M_s, & L_{sca}, \\ M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_b, \\ M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_c, \\ M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_a, \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sab} \\ i_{sbc} \\ i_{sca} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_c \\ M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_a, & M_{sr} \cos \theta_b \\ M_{sr} \cos \theta_b, & M_{sr} \cos \theta_c, & M_{sr} \cos \theta_a \\ L_{ra}, & M_r, & M_r, \\ M_r, & L_{rb}, & M_r, \\ M_r, & M_r, & L_{rc}, \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sab} \\ i_{sbc} \\ i_{sca} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{sab}, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & R_{sbc}, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & R_{sca}, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & R_{ra}, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0, & R_{rb}, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sab} \\ i_{sbc} \\ i_{sca} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(3-17)$$

$$\tau = -PM_{sr} \{ (i_{sab} i_{ra} + i_{sbc} i_{rb} + i_{sca} i_{rc}) \sin \theta_a + (i_{sab} i_{rb} + i_{sbc} i_{rc} + i_{sca} i_{ra}) \sin \theta_b + (i_{sab} i_{rc} + i_{sbc} i_{ra} + i_{sca} i_{rb}) \sin \theta_c \} \quad \dots\dots(3-18)$$

ただし、 $V_{ab}$ 、 $V_{bc}$ 、 $V_{ca}$ ：固定子線間電圧、 $V_{ra}$ 、 $V_{rb}$ 、 $V_{rc}$ ：回転子各相電圧、 $i_{sab}$ 、 $i_{sbc}$ 、 $i_{sca}$ ：固定子各相 $\Delta$ 電流、 $i_{ra}$ 、 $i_{rb}$ 、 $i_{rc}$ ：回転子各相電流、 $L_{sab}$ 、 $L_{sbc}$ 、 $L_{sca}$ ：固定子各相の自己インダクタンス、 $L_{ra}$ 、 $L_{rb}$ 、 $L_{rc}$ ：回転子各相の自己インダクタンス、 $R_{sab}$ 、 $R_{sbc}$ 、 $R_{sca}$ ：固定子各相の抵抗、 $R_{ra}$ 、 $R_{rb}$ 、 $R_{rc}$ ：回転子各相の抵抗、 $M_s$ ：固定子各相間の相互インダクタンス、 $M_r$ ：回転子各相間の相互インダクタンス、 $M_{sr}$ ：固定子-回転子間の相互インダクタンス（最大値）、 $\tau$ ：発生トルク、 $P$ ：極対数、 $\omega_1$ ：固定子の基本調波の角周波数、 $\omega_m$ ：回転角周波数（電気角）、 $\theta_a = \omega_m t$ ： $t=0$ で、固定子a相と回転子a相間の回転角 $=0$ とした場合の固定子-回転子間の角度（電気角）、 $\theta_b = \theta_a + 2\pi/3$ 、 $\theta_c = \theta_a + 4\pi/3$ である。

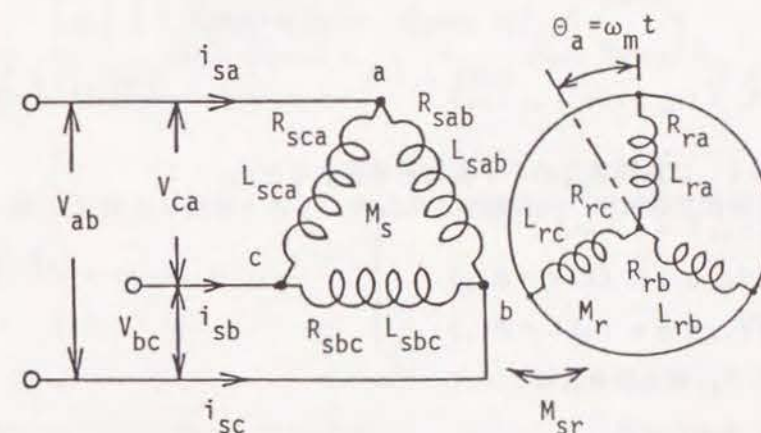


図3-2 不平衡三相誘導電動機( $\Delta$ 結線)

上式の回転子側を線間電圧の係数に整理し、単相機と同様に瞬時値対称座標変換を施した後の電圧およびトルク方程式は次式で与えられる。



$$\begin{bmatrix} 0 \\ v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{sz}[p], & Z_{s2}[p], & Z_{s1}[p], \\ Z_{s1}[p], & Z_{s0}[p], & Z_{s2}[p], \\ Z_{s2}[p], & Z_{s1}[p], & Z_{s0}[p], * \\ 0, & M_1(p-j\omega_m), & 0, \\ 0, & 0, & M_1(p-j\omega_m), \\ 0, & 0, & 0 \\ M_1 p, & 0, & 0 \\ * & 0, & M_1 p \\ Z_{r0}[p-j\omega_m], & e^{j2\omega_m t} Z_{r2}[p+j\omega_m] \\ e^{-j2\omega_m t} Z_{r1}[p-j\omega_m], & Z_{r0}[p+j\omega_m] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sz} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{rf} \\ i_{rb} \end{bmatrix} \quad \cdots (3-19)$$

$$\tau = j P M_1 (i_{s2} i_{rf} - i_{s1} i_{rb}) \quad \cdots (3-20)$$

ただし、 $v_{ab} \sim v_{ca}$  は線間電圧の不均衡時も考慮するため、

$$\left. \begin{aligned} v_{ab} &= \sqrt{2} V_{ab} \cos(\omega t) \\ v_{bc} &= \sqrt{2} V_{bc} \cos(\omega t - \theta_{bc}) \\ v_{ca} &= \sqrt{2} V_{ca} \cos(\omega t - \theta_{ca}) \end{aligned} \right\} \quad \cdots (3-21)$$

と表す。なお、 $\theta_{bc}$  および  $\theta_{ca}$  は、

$$v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0 \quad \cdots (3-22)$$

を満足するものとする。これより、

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{s1} &= (V_{ab} + a V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a^2 V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \sqrt{3} \\ \dot{V}_{s2} &= (V_{ab} + a^2 V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \sqrt{3} \end{aligned} \right\} \quad \cdots (3-23)$$

また、 $M_1 = 3M_{sr}/2$  であり、 $Z_{s0}[p]$  等は、 $Z_{si}[p] = R_{si} + L_{si} p$ 、 $Z_{ri}[p \pm j\omega_m] = R_{ri} + L_{ri}[p \pm j\omega_m]$  ( $i=0,1,2$ )、 $Z_{sz}[p] = R_{s0} + L_{sz} p$  で、 $R_{si}$ 、 $R_{ri}$ 、 $L_{si}$  およ

び  $L_{ri}$  ( $i=0,1,2$ ) 等は、 $R_{sab} \sim R_{sca}$ 、 $R_{ra} \sim R_{rc}$ 、および  $\ell_{ra} (=L_{ra}-M_r) \sim \ell_{rc}$  ( $=L_{rc}-M_r$ ) を対称座標変換したもので、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} [R_{s0}, R_{s1}, R_{s2}]' &= A_0 [R_{sab}, R_{sbc}, R_{sca}]' / 3 \\ [R_{r0}, R_{r1}, R_{r2}]' &= A_0 [R_{ra}, R_{rb}, R_{rc}]' / 3 \\ L_{sz} &= (L_{sab} + L_{sbc} + L_{sca}) / 3 + 2M_s \\ L_{s0} &= (L_{sab} + L_{sbc} + L_{sca}) / 3 - M_s \\ L_{s1} &= (L_{sab} + a L_{sbc} + a^2 L_{sca}) / 3 \\ L_{s2} &= (L_{sab} + a^2 L_{sbc} + a L_{sca}) / 3 \\ [L_{r0}, L_{r1}, L_{r2}]' &= A_0 [\ell_{ra}, \ell_{rb}, \ell_{rc}]' / 3 \end{aligned} \right\} \quad \cdots (3-24)$$

他の記号については、単相機の場合と同じである。この場合、 $\Delta$  回路内を循環する電流が存在するので、電流調波成分については前述の(3-10)式と次式で与えられる  $i_{sz}$  を仮定する。

$$i_{sz} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [i_{sz}(n) e^{j(\omega_1 - 2n\omega_m)t} + i_{sz}^*(n) e^{-j(\omega_1 - 2n\omega_m)t}] / \sqrt{2} \quad \cdots (3-25)$$

これらを(3-19)式に代入し整理すると、次式の $\Delta$ 結線時の三相誘導電動機に対する調波平衡式が得られる。

$$\left[ \begin{array}{ccc|ccc} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & & \\ \hline \cdot & \cdot & \cdot & 0, & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m)], & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0, & & \\ \hline \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & & \end{array} \right] \begin{array}{l} \\ \\ \\ \\ \\ * \\ \\ \\ \\ \end{array}$$

$$\begin{array}{ccccc}
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m - 2\omega_m)], & 0, \\
 \hline
 Z_{s2}[j\omega_1], & Z_{s2}[j\omega_1], & Z_{s1}[j\omega_1], & 0, & 0, \\
 Z_{s1}[j\omega_1], & Z_{s0}[j\omega_1], & Z_{s2}[j\omega_1], & M_1(j\omega_1), & 0, \\
 * & Z_{s2}[j\omega_1], & Z_{s1}[j\omega_1], & Z_{s0}[j\omega_1], & 0, & M_1(j\omega_1), & * \\
 0, & M_1\{j(\omega_1 - \omega_m)\}, & 0, & Z_{r0}[j(\omega_1 - \omega_m)], & 0, \\
 0, & 0, & M_1\{j(\omega_1 + \omega_m)\}, & 0, & Z_{r0}[j(\omega_1 + \omega_m)], \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ccccc}
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \hline
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 * & 0, & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m)], & 0, \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right]$$

.....(3-26)

以上より、得られた  $\dot{i}_{s1}(n)$ 、...、 $\dot{i}_{rb}(n)$  等を用いて諸量の調波成分を求めることができる。固定子電力  $p_s$  は(3-15)式と同じであり、トルク  $\tau$  は(3-14)式で  $M_2 = 0$  とおいて求められる。また、図3-2の固定子側Δ電流およびY電流の  $(\omega_1 - 2n\omega_m)$  成分の振幅は、それぞれ次式で与えられる。

$$\left. \begin{array}{l}
 I_{sab}(n) = \sqrt{2/3} | \dot{i}_{sz}(n) + \dot{i}_{s1}(n) + \dot{i}_{s2}(n) | \\
 I_{sbc}(n) = \sqrt{2/3} | \dot{i}_{sz}(n) + a^2 \dot{i}_{s1}(n) + a \dot{i}_{s2}(n) | \\
 I_{sca}(n) = \sqrt{2/3} | \dot{i}_{sz}(n) + a \dot{i}_{s1}(n) + a^2 \dot{i}_{s2}(n) |
 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(3-27)$$

および

$$I_{sa}(n) = \sqrt{2/3} | (1-a) \dot{i}_{s1}(n) + (1-a^2) \dot{i}_{s2}(n) |$$

$$\left. \begin{array}{l}
 I_{sb}(n) = \sqrt{2/3} | (a^2 - 1) \dot{i}_{s1}(n) + (a-1) \dot{i}_{s2}(n) | \\
 I_{sc}(n) = \sqrt{2/3} | (a - a^2) \dot{i}_{s1}(n) + (a^2 - a) \dot{i}_{s2}(n) |
 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(3-28)$$

また、同様に、Y結線時の三相誘導電動機に対する調波平衡式は、第2章の場合と同じ記号を用いて、(3-26)式において  $I_{sz}$  に関する行と列を除いた式と一致し、

$$\begin{array}{ccccc}
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & 0, & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & 0, & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & Z_{r2}[j(\omega_1 - \omega_m)], & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & 0, & \cdot \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ccccc}
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m - 2\omega_m)], & 0, & \cdot \\
 \hline
 Z_{s0}[j\omega_1], & Z_{s2}[j\omega_1], & M_1(j\omega_1), & 0, & \cdot \\
 Z_{s1}[j\omega_1], & Z_{s0}[j\omega_1], & 0, & M_1(j\omega_1), & \cdot \\
 * & M_1\{j(\omega_1 - \omega_m)\}, & 0, & Z_{r0}[j(\omega_1 - \omega_m)], & 0, & * \\
 0, & M_1\{j(\omega_1 + \omega_m)\}, & 0, & Z_{r0}[j(\omega_1 + \omega_m)], & \cdot \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ccccc}
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \hline
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 0, & 0, & Z_{r1}[j(\omega_1 + \omega_m)], & 0, & \cdot \\
 \hline
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right]$$



.....(3-29)

となる。ただし、Y結線時の $\dot{V}_{s1}$ 、 $\dot{V}_{s2}$ は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{s1} &= (V_{ab} + a V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a^2 V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \{\sqrt{3}(1-a^2)\} \\ \dot{V}_{s2} &= (V_{ab} + a^2 V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \{\sqrt{3}(1-a)\} \end{aligned} \right\} \quad \text{.....(3-30)}$$

以上より、得られた $\dot{i}_{s1}(n)$ 、 $\dots$ 、 $\dot{i}_{rb}(n)$ を用いて $\Delta$ 結線時と同様に、固定子電力 $p_s$ およびトルク $\tau$ の調波成分を求めることができる。また、Y結線の場合、固定子各相電流の $(\omega_1 - 2n\omega_m)$ 成分の振幅は、

$$\left. \begin{aligned} I_{sa}(n) &= \sqrt{2/3} | \dot{i}_{s1}(n) + \dot{i}_{s2}(n) | \\ I_{sb}(n) &= \sqrt{2/3} | a^2 \dot{i}_{s1}(n) + a \dot{i}_{s2}(n) | \\ I_{sc}(n) &= \sqrt{2/3} | a \dot{i}_{s1}(n) + a^2 \dot{i}_{s2}(n) | \end{aligned} \right\} \quad \text{.....(3-31)}$$

となる。

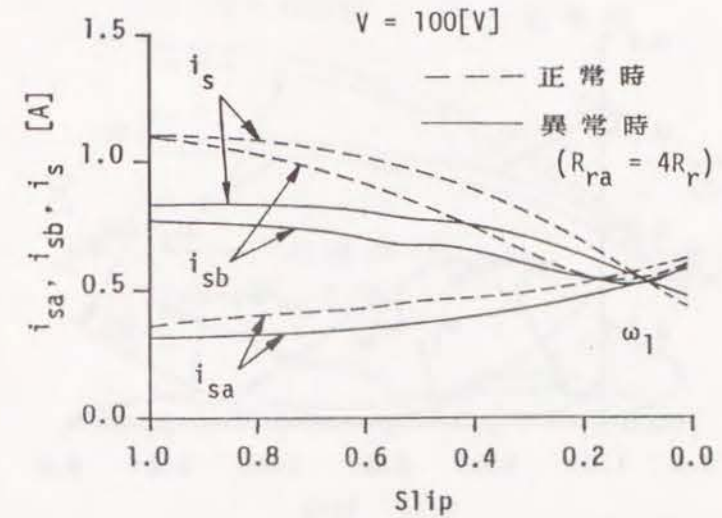
### 3.3 数値例

#### 3.3.1 単相誘導電動機の場合

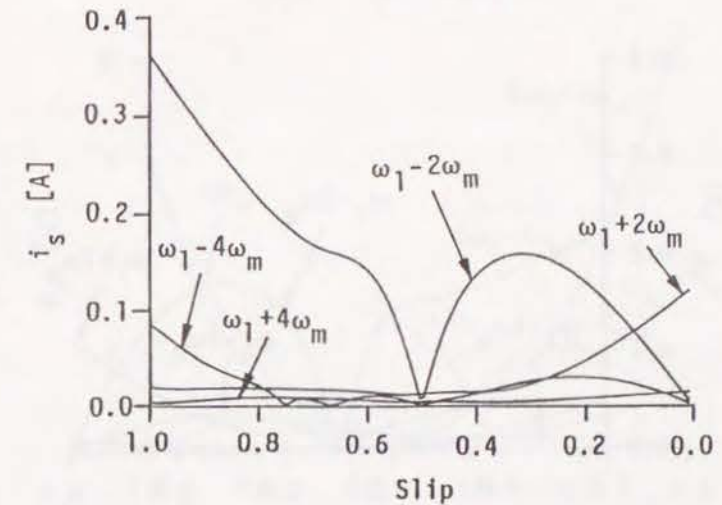
ここでは、表3-1の諸定数をもつ単相誘導電動機に対する数値計算例について検討する。図3-3～図3-6はa相の回転子抵抗が正常値( $R_r$ )の場合および正常値の4倍( $R_{ra}=4R_r$ )となった場合を比較した結果である。ただし、計算の打ち切り次数は $N=$

表3-1 単相誘導電動機の諸定数

電圧: 100 V	周波数: 60 Hz
極対数: 2	C: 5 $\mu$ F
$R_{sa}$ : 76.6 $\Omega$	$L_{sa}$ : 1.243 H
$R_{sb}$ : 38.3 $\Omega$	$L_{sb}$ : 0.684 H
$R_r$ : 95.8 $\Omega$	$L_r$ : 0.681 H
$a_s$ : 1.35	$M_{sr}$ : 0.621 H

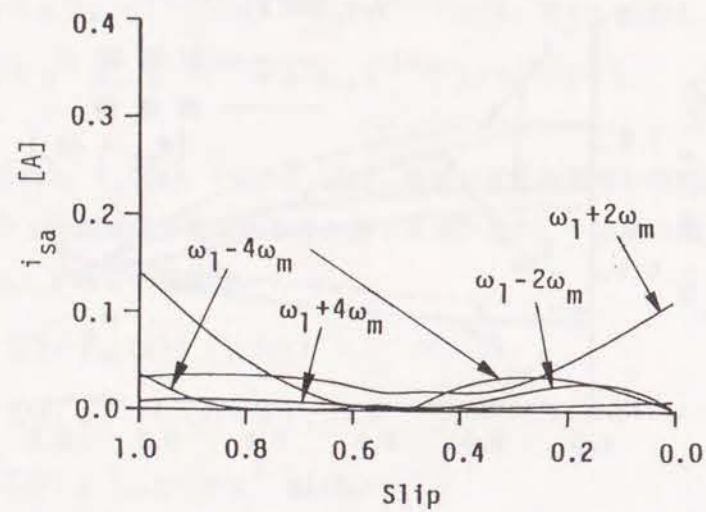


(a) 基本波成分

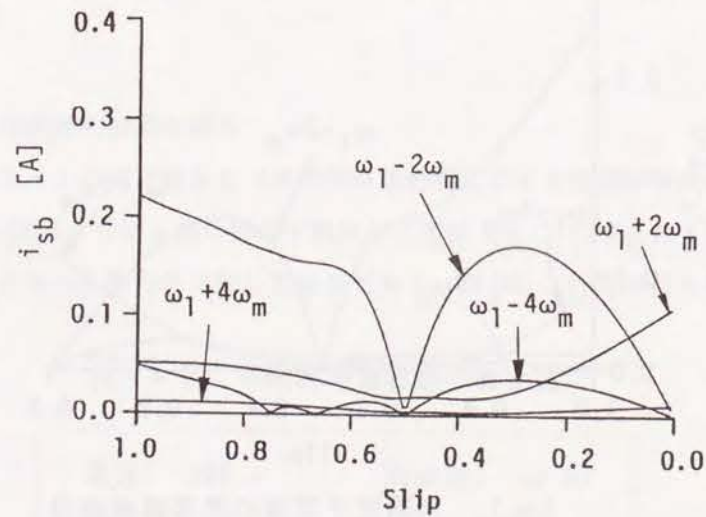


(b) 全固定子電流の異常調波成分

図3-3 単相誘導機の固定子電流調波成分

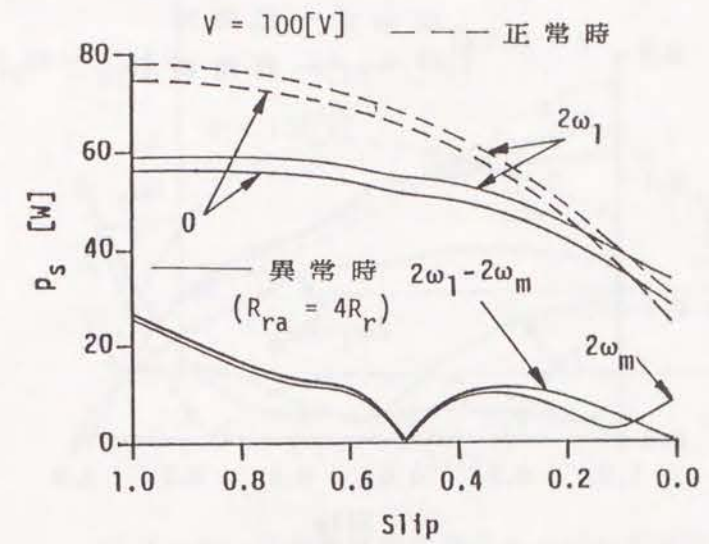


(c) 固定子a相電流の異常調波成分

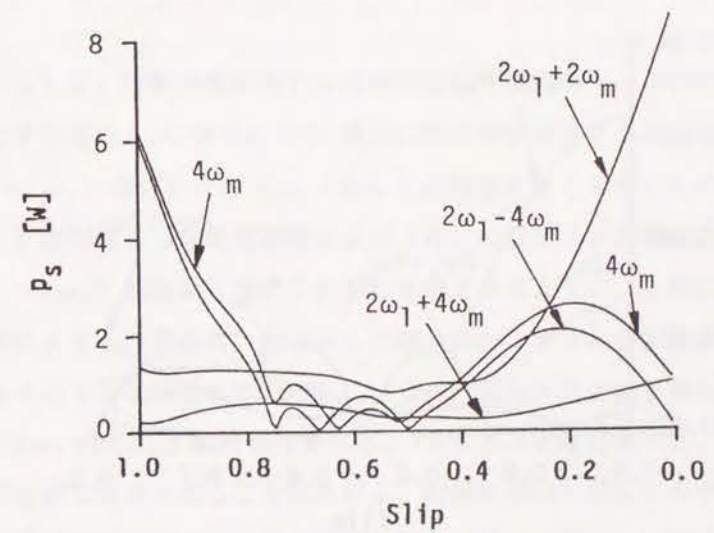


(d) 固定子b相電流の異常調波成分

図3-3 単相誘導機の固定子電流調波成分



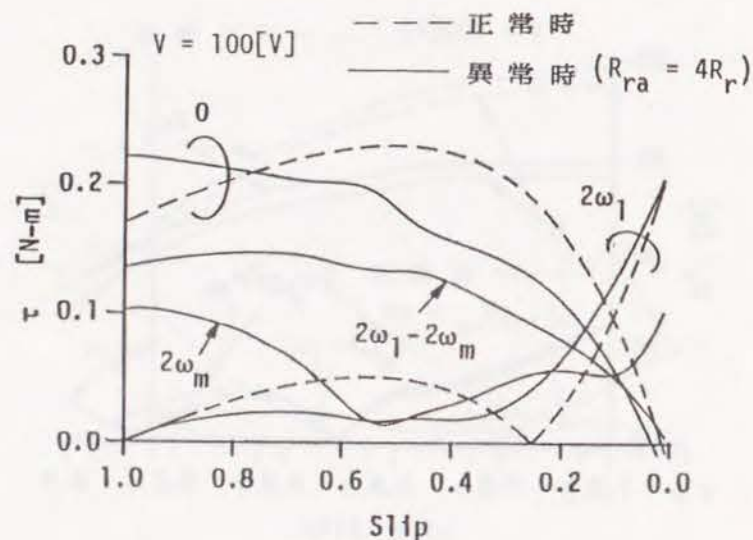
(a) 主要な調波成分



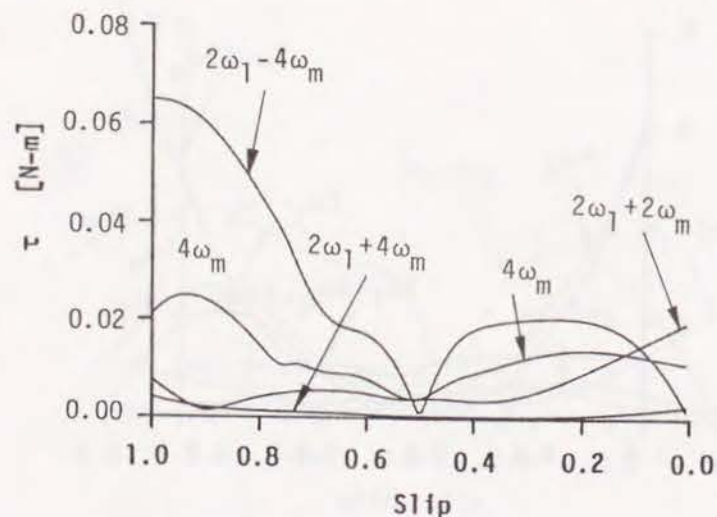
(b) その他の調波成分

図3-4 単相誘導機の電力調波成分





(a) 主要な調波成分



(b) その他の調波成分

図3-5 単相誘導機のトルク調波成分

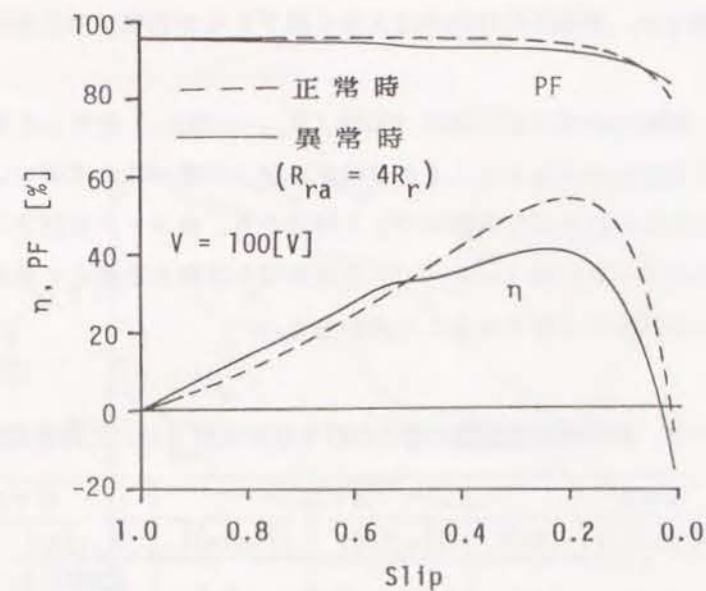


図3-6 単相誘導機の効率および力率特性

3とした。

図3-3 (a) は、回転速度に対する各相の固定子電流の  $\omega_1$  成分の振幅特性、また (b) は固定子全電流  $i_s$  に含まれる  $\omega_1$  成分以外の調波成分である。図 (b) より軽負荷時には  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分よりも  $(\omega_1 + 2\omega_m)$  成分が大きくなることからわかる。これは、図3-3 (c) の固定子 a 相電流調波および (d) の固定子 b 相電流調波の結果において、a 相の  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  調波が大きいことから明らかなように、a 相に接続しているコンデンサの影響によるものである。図3-4 に電力波形に含まれる調波成分の振幅特性を示す。単相であるので正常時でも電力波形には  $2\omega_1$  成分が含まれており、異常時にはさらに  $2n\omega_m$ 、 $(2\omega_1 \pm 2n\omega_m)$  調波が含まれる。そして、定格付近では、 $(2\omega_1 - 2\omega_m)$  および  $2\omega_m$  が主要な成分であることがわかる。同様に図3-5 にトルク波形に含まれる主要調波成分の振幅特性を示す。なお、同図では、すべり  $s=0.5$  付近におけるトルクの低下、すなわちゲルゲス現象が発生していないことがわかる。供試機の場合、後述するように回転子抵抗が 100 倍になっても同現象は見られず、また他の単相機に対する同様な検討結果からも、コンデンサモータでは三相誘導電動機のようなゲルゲス現象は発生しにくいことがわかった。なお、参考までに効率および力率特性の正常時と異常時の比較を図3-

6に示す。同図より、異常時には効率は大きく低下するが力率は余り変化しないことがわかる。

図3-7は、回転子抵抗が正常時の100倍 ( $R_{ra}=100R_r$ ) となった場合のトルクおよび電力波形の主要調波成分であり、トルクのゲルゲス現象が現れていないことがわかる。

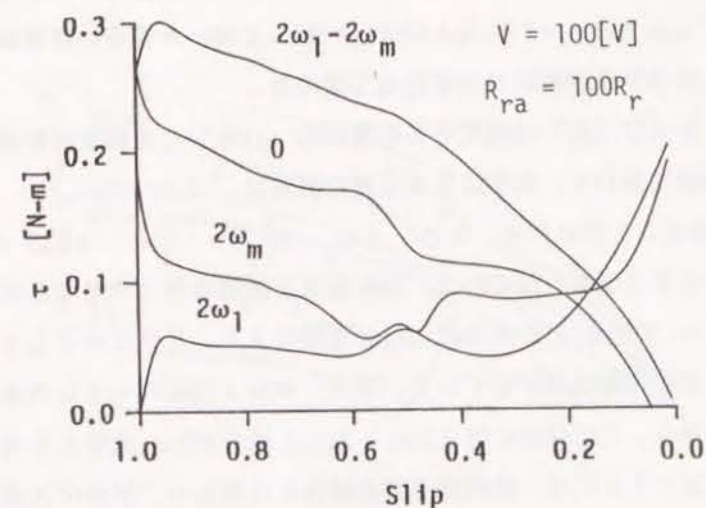
次に、計算のための打ち切り次数について検討する。表3-2は図3-3で種々の調波成分が最大となるすべり付近 ( $s=0.3$ ) で打ち切り次数  $N$  を変えて求めた結果である。同表より、 $N=3$  程度で十分であることがわかる。

表3-2 単相誘導電動機の場合の打ち切り次数 ( $N$ ) と調波成分の関係

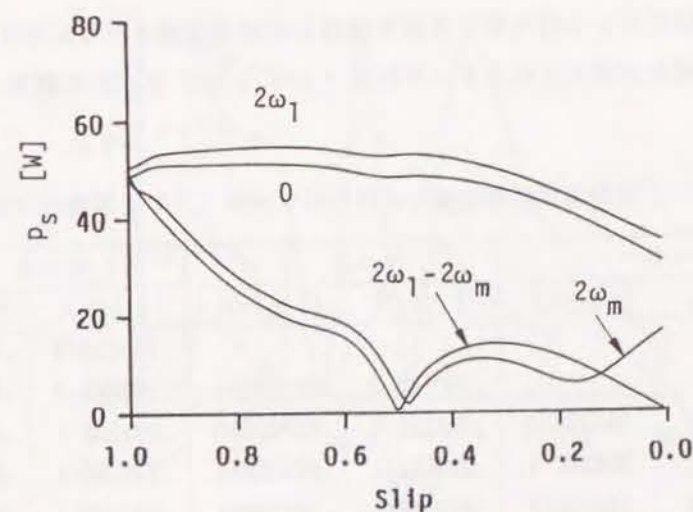
n	N=2		N=3		N=4	
	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $
4					.52931E-4	.46520E-3
3			.95556E-3	.55536E-2	.96179E-3	.55339E-2
2	.10639E-1	.22891E-1	.13216E-1	.22091E-1	.13218E-1	.22090E-1
1	.63447E-1	.59313E-1	.63301E-1	.59129E-1	.63301E-1	.59129E-1
0	.38314E+0	.51190E-1	.38314E+0	.51188E-1	.38314E+0	.51187E-1
-1	.16386E-1	.54790E-1	.16398E-1	.54864E-2	.16398E-1	.54864E-2
-2	.24583E-2	.33196E-2	.24568E-2	.30175E-3	.24568E-2	.30174E-3
-3			.14383E-3	.15658E-4	.14376E-3	.13987E-4
-4					.42391E-5	.47036E-6

表3-3 三相誘導電動機の定格、諸定数

定格電圧: 200 V	定格電流: 4 A
定格出力: 0.75 kW	回転速度: 3420 rpm
定格周波数: 60 Hz	極対数: 1
$R_s$ : 1.19 $\Omega$	$R_r$ : 1.86 $\Omega$
$L_s$ : 0.1153 H	$L_r$ : 0.1153 H
$M_s$ : -0.055 H	$M_r$ : -0.055 H
$M_{sr}$ : 0.110 H	



(a) トルク調波成分



(b) 電力調波成分

図3-7  $R_{ra}=100R_r$  時の主要調波成分



### 3.3.2 三相誘導電動機の場合

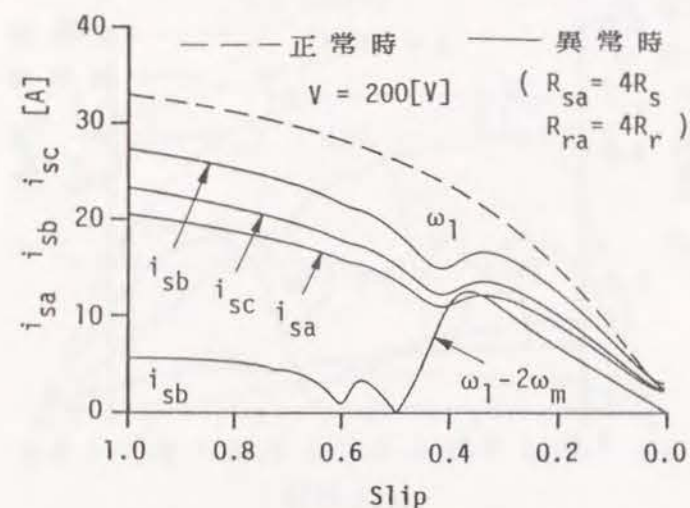
単相機の場合と同様に、ここでは表3-3の定格・諸定数をもつY結線の三相誘導電動機について検討する。図3-8～図3-11に正常時とa相の固定子および回転子抵抗が正常時の4倍、すなわち $R_{sa}=4R_s$ および $R_{ra}=4R_r$ となった場合の計算結果を、比較して示す。ただし、打ち切り次数は $N=3$ として求めた。

図3-8(a)および(b)は固定子各相電流の $\omega_1$ 成分とb相電流の調波成分を示したものである。同図において、異常による主要な調波は、 $(\omega_1-2\omega_m)$ 、 $(\omega_1+2\omega_m)$ 、 $(\omega_1-4\omega_m)$ であることがわかる。なお、 $(\omega_1-2\omega_m)$ 、 $(\omega_1-4\omega_m)$ の成分が $\omega_m = \omega_1/2$ 、 $\omega_1/4$ 付近ではほぼ零となるのは、回転磁界と誘導作用を考えると容易に理解できるものである。 $(\omega_1+2n\omega_m)$ の成分は $\omega_m$ の増加により、これに対するインピーダンスが増加するため、電流振幅は減少している。図3-9および図3-10の電力およびトルクの調波成分の図から、この場合には $(2\omega_1-2\omega_m)$ 成分が $2\omega_1$ 成分より大きくなることがわかる。なお図3-10には、単相誘導機の場合とは異なり、ゲルゲス現象が顕著に現れている。図3-11は効率および力率特性を比較したもので、異常時には両者とも低下することがわかる。

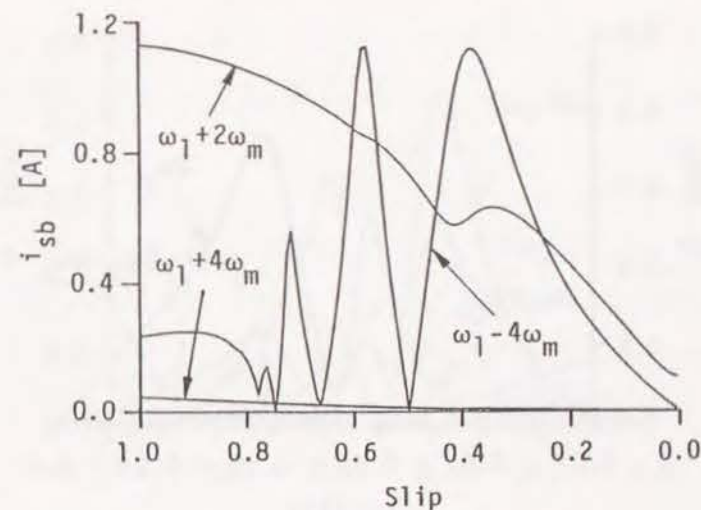
また、三相誘導機に対する打ち切り次数を検討した結果を表3-4に示す。同表は図3-8において調波成分が最大となるすべり付近( $s \approx 0.36$ )で求めた結果であり、単相

表3-4 三相誘導電動機の場合の打ち切り次数(N)と調波成分の関係

n	N=2		N=3		N=4	
	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $	$ \dot{I}_{s1}(n) $	$ \dot{I}_{s2}(n) $
4					.12991E-4	.18652E-3
3			.16017E-2	.16629E-1	.15866E-2	.16629E-1
2	.99025E-1	.65422E+0	.98122E-1	.65392E+0	.98123E-1	.65392E+0
1	.23454E+1	.69426E+1	.23454E+1	.69426E+1	.23454E+1	.69426E+1
0	.97926E+1	.19316E+1	.97926E+1	.19316E+1	.97926E+1	.19316E+1
-1	.39897E+0	.45353E-1	.39897E+0	.45353E-1	.39897E+0	.45353E-1
-2	.61684E-2	.48903E-3	.61685E-2	.48520E-2	.61685E-2	.48520E-3
-3			.48346E-4	.29034E-5	.48346E-4	.28876E-5
-4					.22566E-6	.10873E-7

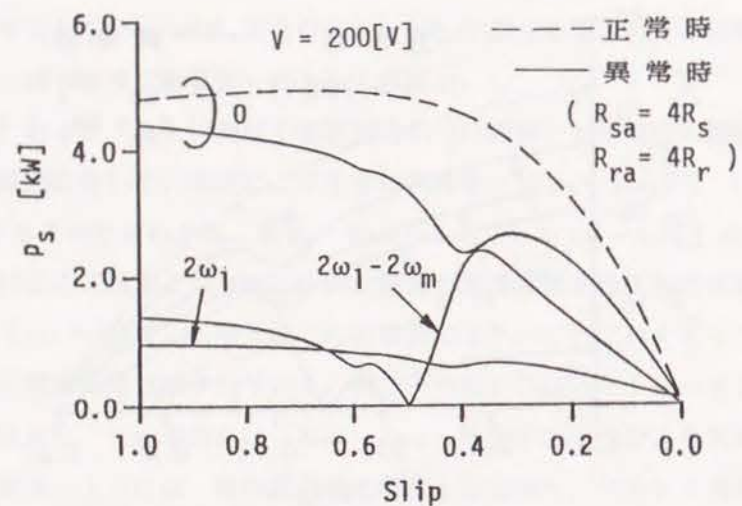


(a) 基本波およびb相の主要調波成分

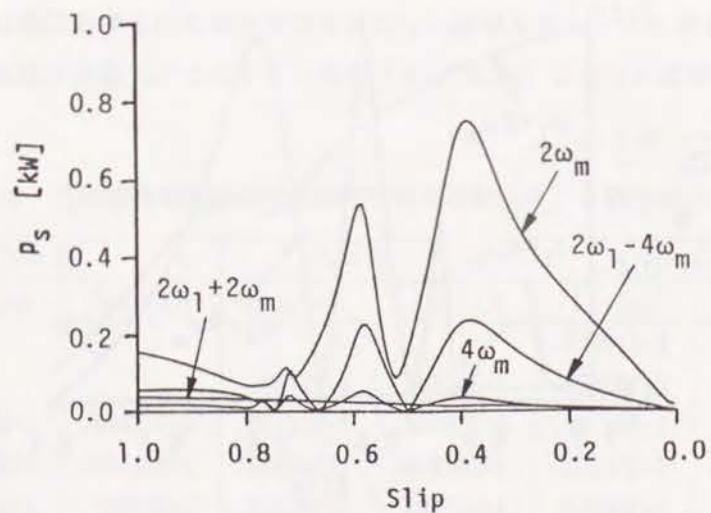


(b) その他の調波成分 (b相)

図3-8 三相誘導機の固定子電流調波成分

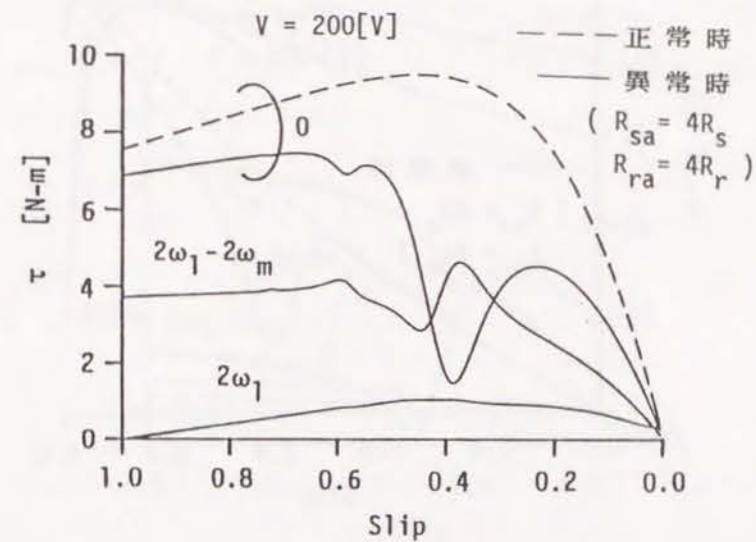


(a) 主要な調波成分

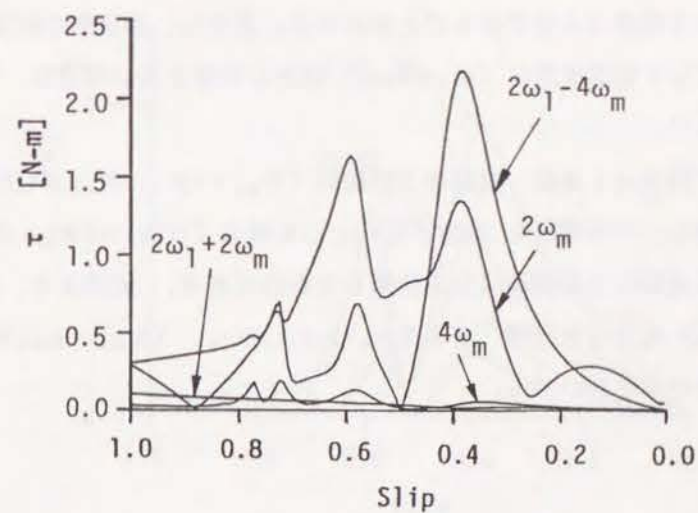


(b) その他の調波成分

図3-9 三相誘導機の電力調波成分



(a) 主要な調波成分



(b) その他の調波成分

図3-10 三相誘導機のトルク調波成分



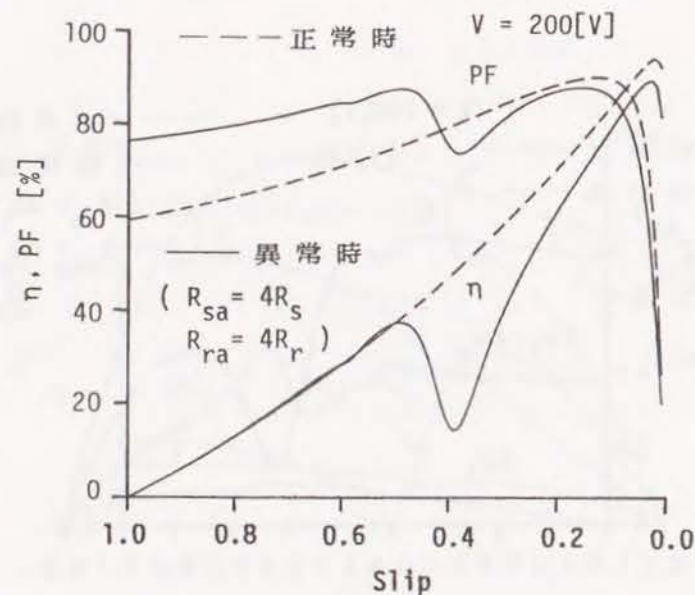


図 3-11 三相誘導機の効率および力率特性

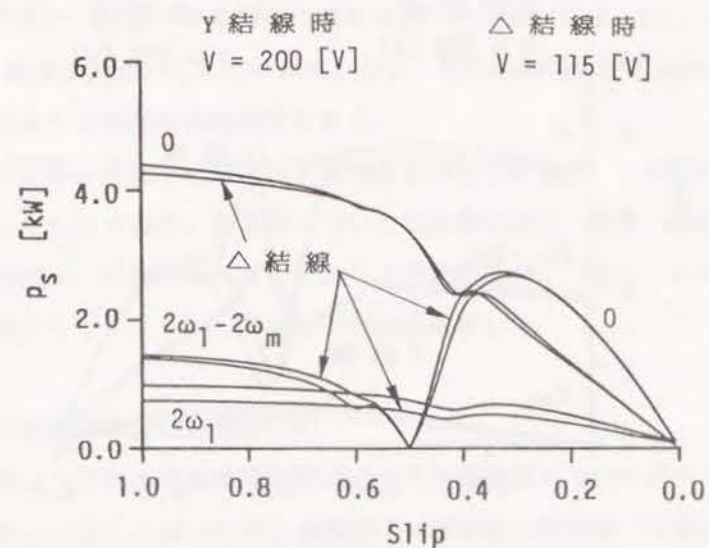
機の場合と同様  $N=3$  程度で十分であることがわかる。ただし、第2章の結果からも明らかのように、結果として電流波形に  $(\omega_1 \pm 2\omega_m)$  成分しか含まない場合は、当然  $N=1$  として解析すればよい。

図3-12および図3-13は、前記のY結線時 ( $R_{sa}=4R_s$ 、 $R_{ra}=4R_r$ ) と同一の固定子巻線を△結線し、印加電圧を  $200/\sqrt{3}$  [V]とした場合 ( $R_{sab}=4R_s$ 、 $R_{rab}=4R_r$ ) の電力およびトルク波形の主要調波成分を比較したものである。同図より、平均値 (0) および  $(2\omega_1 - 2\omega_m)$  成分はほぼ同一であるが、 $2\omega_1$ 、 $2\omega_m$ 、 $(2\omega_1 - 4\omega_m)$  調波成分はY結線時の方が大きいことがわかる。

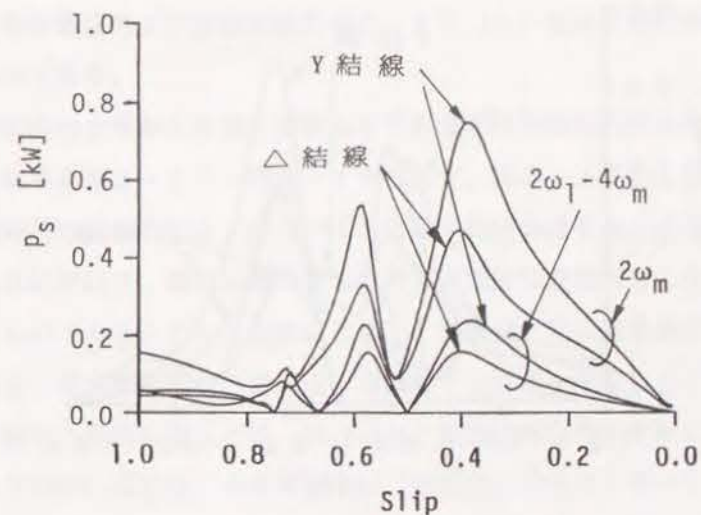
### 3.4 実測結果

#### 3.4.1 単相誘導電動機の場合

ここでは、前述の表3-1の単相誘導電動機に対する実測結果について述べる。図3-14 (a) は正常な回転子の負荷時、同図 (b) および (c) はかご形回転子導体に巣状の欠損がある場合で、それぞれ (b) 無負荷時および (c) 負荷時における固定子全電流

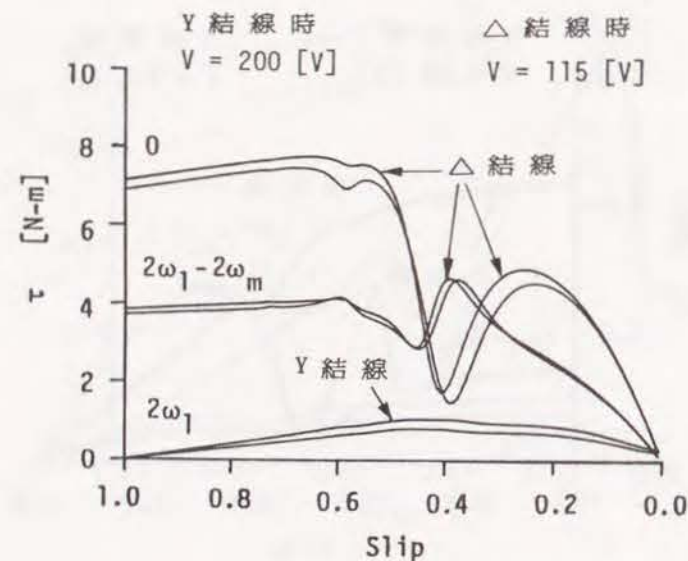


(a) 主要な調波成分

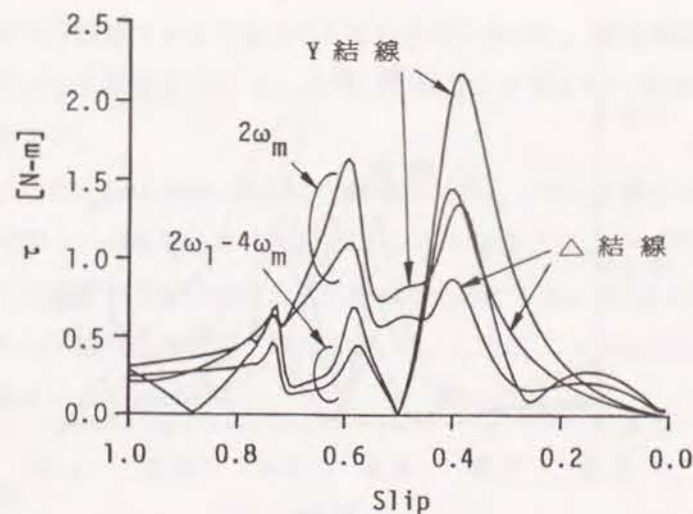


(b) その他の調波成分

図 3-12 Y結線時と△結線時の電力調波成分の比較



(a) 主要な調波成分



(b) その他の調波成分

図3-13 Y結線時とΔ結線時のトルク調波成分の比較

のスペクトル解析の結果である。同図より、固定子全電流には両側不平衡時の特徴周波数 ( $\omega_1 \pm 2\omega_m$ )、( $\omega_1 + 4\omega_m$ ) の成分が含まれていることがわかる。また、同図 (b) と (c) を比較すると、図3-3の解析結果と同様に軽負荷時には ( $\omega_1 - 2\omega_m$ ) 成分より ( $\omega_1 + 2\omega_m$ ) 成分が大きいことがわかる。なお、図中の特徴周波数以外の  $3\omega_1$ 、 $5\omega_1$  成分等は電源に含まれる時間高調波成分である。

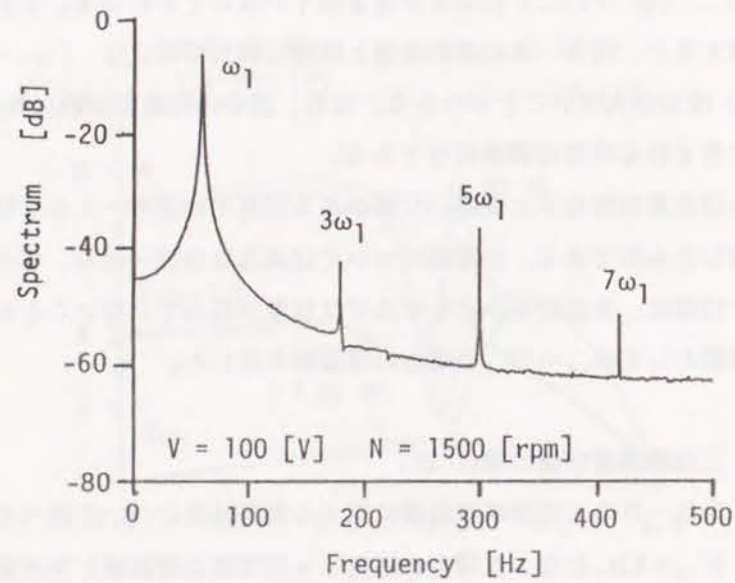
図3-15は正常な回転子と前述の欠損がある回転子の速度-トルク特性の実測結果と理論値を比較したものである。正常時については両者はほぼ一致し、また異常時については、数値例と同様に、実測結果からもゲルゲス現象が現れていないことがわかる。なお、同図には参考値として  $R_{ra} = 4R_r$  の場合の理論値も示した。

### 3.4.2 三相誘導電動機の場合[33]

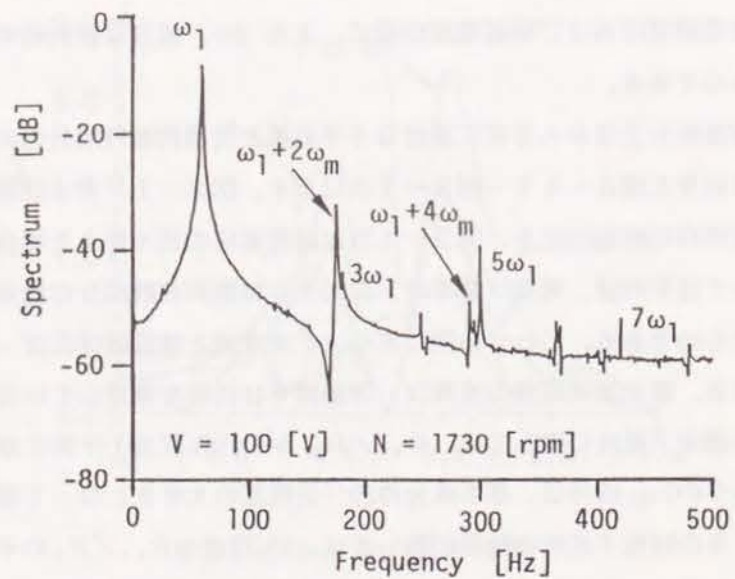
ここでは、表3-3の三相誘導電動機に対する実測結果について述べる。図3-16は  $R_{sa} = 4R_s$ 、 $R_{ra} = 4R_r$  となった場合の固定子a相電流の理論値と実測値を比較したものである。同図 (a) は瞬時波形を、また (b) と (c) は両者の周波数スペクトルを比較しており、理論値と実測値はいずれもよく一致していることがわかる。なお、同図の  $3\omega_1$  成分は電源電圧および励磁電流の歪に、また  $2\omega_1$  成分は解析時の波形の切り出しに起因するものである。

また、故障診断の立場から非常に重要な不平衡量と特徴周波数成分の大きさの関係について検討した結果を図3-17～図3-19に示す。図3-17および図3-18は正常値に対する故障時の抵抗の比を、図3-19は線間電圧の比を変えた場合の基本成分（電力およびトルクは平均値、電流は基本波）に対する特徴周波数成分の比を、それぞれ理論値と比較したものである。これらの図において、実測値と理論値はほぼ一致していることがわかる。なお、電力調波成分の差異は、理論値では鉄損を無視しているためである。図3-17より固定子抵抗に関しては、 $R_{sa}/R_s$  が約10%程度不平衡になると、固定子電力およびトルクの  $2\omega_1$  成分は、基本成分の  $10^{-2}$  倍程度の大きさとなって現れることがわかる。図3-18の回転子抵抗の結果に関しては、4%程度の  $R_{ra}/R_r$  の不平衡で、固定子電流、固定子電力およびトルクの基本成分に対する特徴周波数成分の比は、 $10^{-2}$  程度となることがわかる。同様に、図3-19の線電圧の場合は、2%程度の不平衡で、 $10^{-1}$  程度の成分となることがわかる。同図と図3-17と比較すると、固定子抵抗の変化より電源電圧不平衡の影響の方が大きく、電圧不平衡時には固定子インピーダンスの変化を検出し

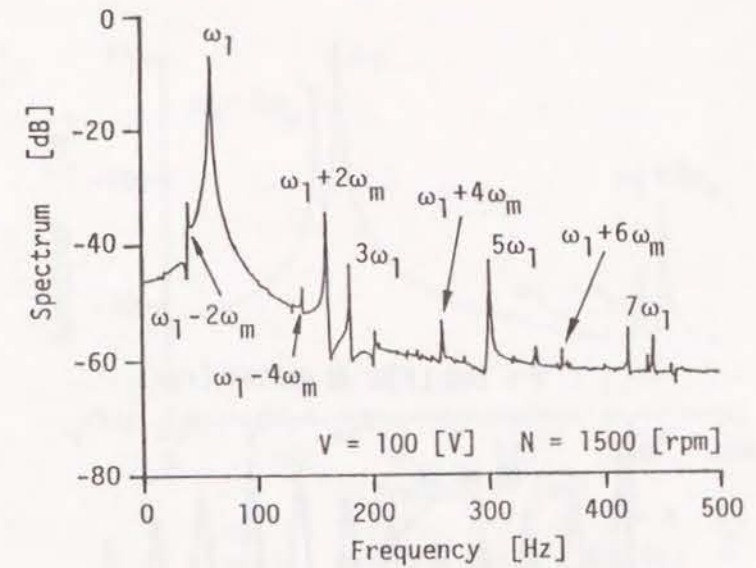




(a) 正常時 (負荷時)



(b) 異常回転子 (無負荷時)



(c) 異常回転子 (負荷時)

図 3-14 単相誘導機の固定子電流スペクトルの実測結果

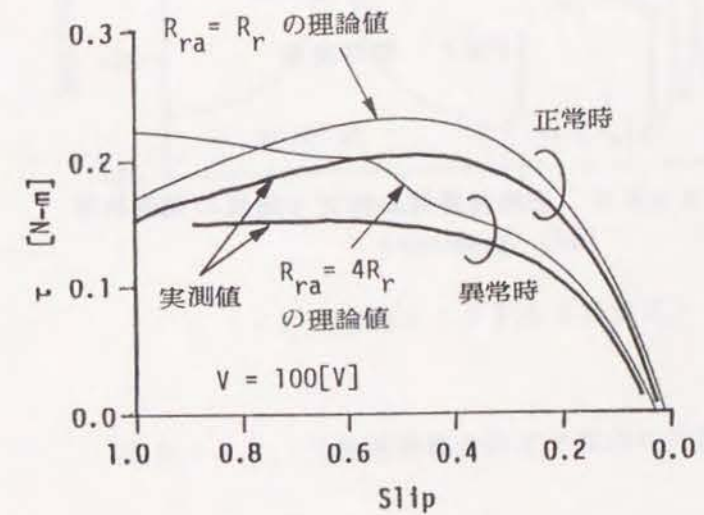


図 3-15 単相誘導機の実測速度-トルク特性

図 3-14 単相誘導機の固定子電流スペクトルの実測結果

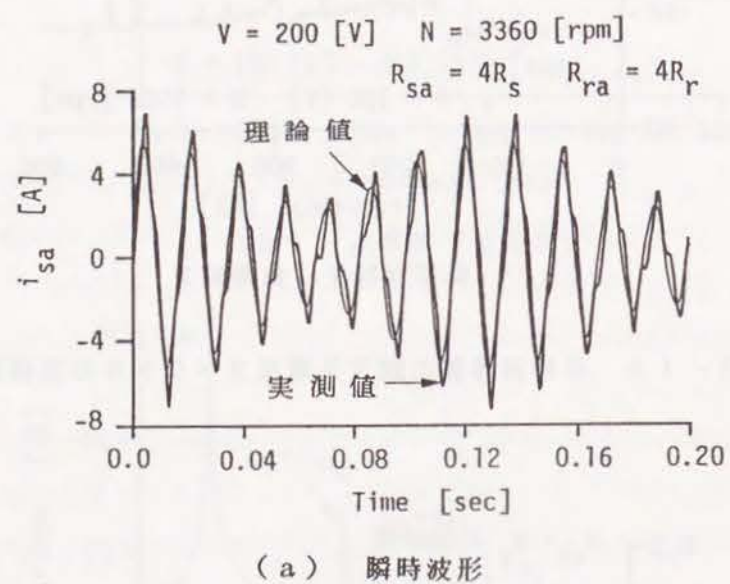
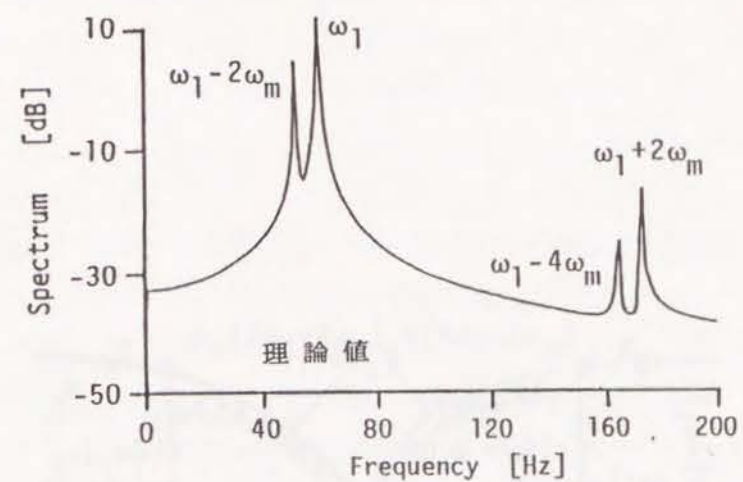
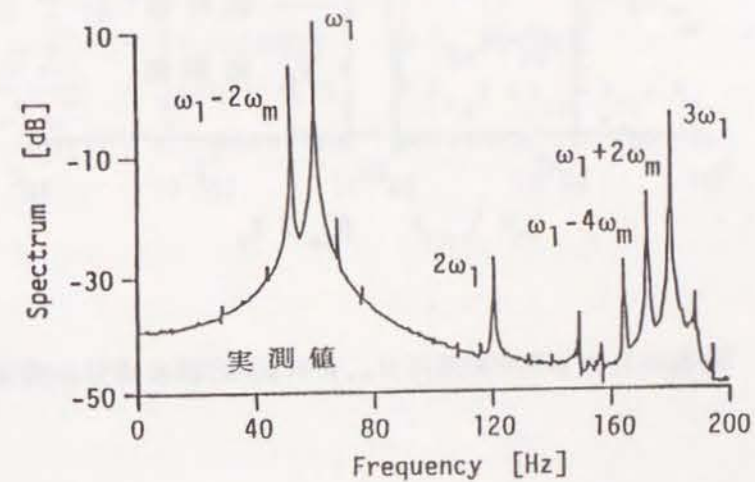


図 3-16 三相誘導機の固定子電流の実測結果



(b) 電流スペクトル (理論値)



(c) 電流スペクトル (実測値)

図 3-16 三相誘導機の固定子電流の実測結果



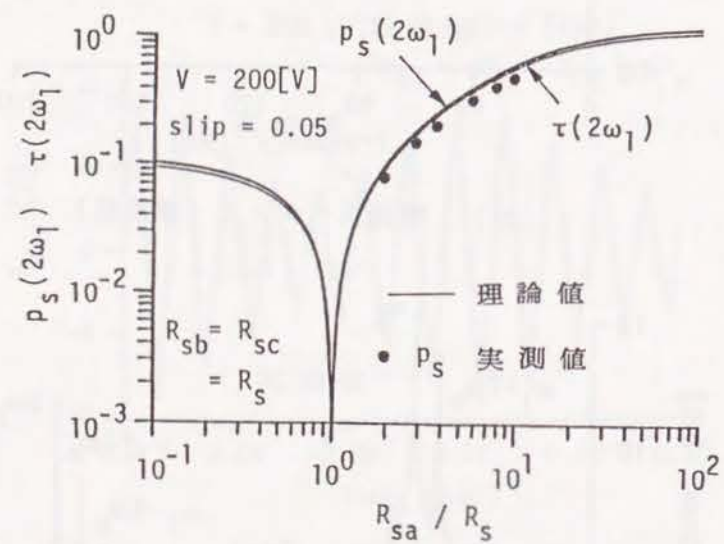


図 3-17 不平衡量 ( $R_{sa}/R_s$ ) と調波成分の関係

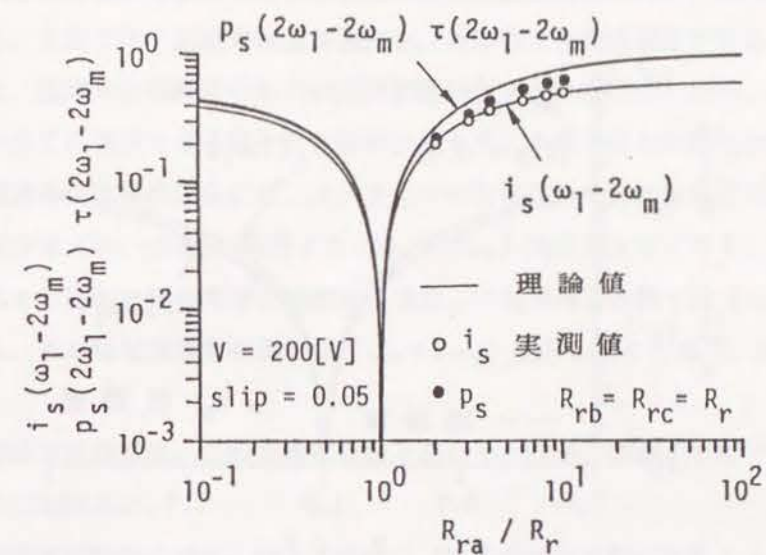


図 3-18 不平衡量 ( $R_{ra}/R_r$ ) と調波成分の関係

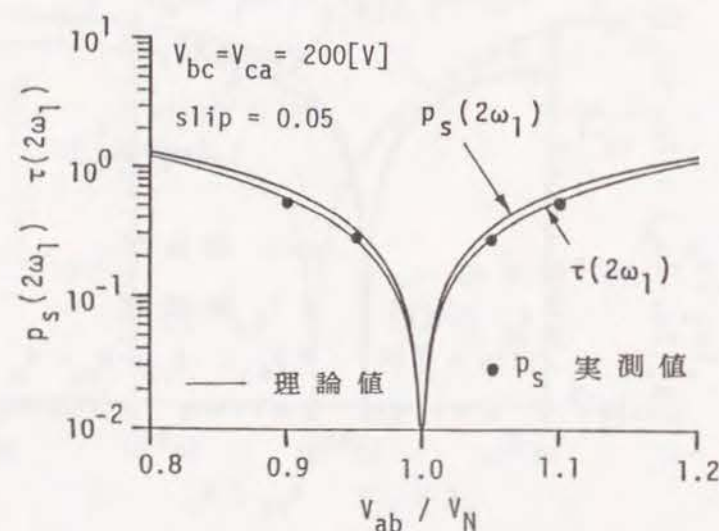


図 3-19 不平衡量 ( $V_{ab}/V_N$ ) と調波成分の関係

にくいことがわかる。ただし、回転子側については図 3-18 のように、正常値から少し変化すると、そのスペクトル値は大きく変化するので検出・診断は容易に行えることがわかる。なお、これらの比の値  $10^{-2}$  を [dB] 値に換算して考えると、同図の特徴周波数成分と基本成分の信号の差が 約 40 [dB] であることを意味しており、この値は通常のスペクトル解析のダイナミックレンジから判断すると容易に検出できる値である。

### 3.5 むすび

スペクトル解析法で特徴周波数成分を求め、誘導電動機の異常を診断しようとする場合、異常の程度を定量化するためには、異常時の特徴周波数成分の大きさを明らかにしておく必要がある。本章では、調波平衡法を適用し、効率的に各調波成分を求める方法を示した。本解析法は、固定子と回転子の両方が同時に不平衡となった場合を含め、不平衡に帰着する故障時の全てに適用できる統一的な解析法である。本章で得た結果は次の通りである。

(1) 単相誘導電動機の場合には、コンデンサの影響により軽負荷状態の固定子電流の特徴周波数成分は  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分より  $(\omega_1 + 2\omega_m)$  成分が大きくなる。したがって、固定子電流により回転子側の異常を検出する場合、三相誘導電動機では  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分の大きさから、また単相誘導電動機では  $(\omega_1 + 2\omega_m)$  成分の大きさから、正常、異常の判断ができる。

(2) 単相誘導電動機は、三相誘導電動機と異なり、回転子側が不平衡でもゲルゲス現象を示さないことが多い。

(3) 三相誘導電動機の場合、回転子抵抗に 4% 程度の不平衡が発生すると、現れる異常の特徴周波数成分と基本成分の比は  $10^{-2}$  以上となる。すなわち、スペクトルの解析結果においては約 40 [dB] 以下のスペクトル差となるので、異常の検出、診断は容易に行える。

(4) 三相誘導電動機の固定子側不平衡の場合、特徴周波数成分と基本成分の比は、2% 程度の線電圧不平衡で  $10^{-1}$ 、約 100% の固定子抵抗不平衡で  $10^{-1}$  となる。したがって、商用電源駆動時は、もともと存在する線電圧の不平衡のため、本論文の診断法で微小な固定子抵抗の異常を検出するのは困難である。

(5) 単相機、三相機とも、異常の特徴周波数成分の大きさを求める際の計算打ち切り次数は、固定子と回転子が同時に不平衡となった場合 ( $R_{sa} = 4R_s$ 、 $R_{ra} = 4R_r$ ) でも、 $N = 3$  程度でよい。また、回転子側のみ不平衡となった場合は、第 2 章の結果からも明らかのように  $N = 1$  でよい。



(6) 三相誘導電動機に関して、実測結果と理論値はほぼ一致しており、本解析による調波成分の定量化が有用であることを確認した。

(7) 単相誘導電動機の実測結果に関して、実機はかご形回転子であることから、異常時は理論値と直接比較できないが、回転子を等価な二相巻線とした参考値とはほぼ一致し、ゲルゲス現象も現れなかった。

以上、本章では巻線形誘導電動機に対して、異常の特徴周波数成分の定量化法を示し、異常の程度と特徴周波数成分の大きさの関係を明らかにした。これらの結果より、設計・製造過程で生じるパラメータのばらつきや電源電圧の不均衡等を考慮し、異常検出の閾値を決定することが可能になった。また、特徴周波数成分の大きさから不均衡の程度を推定することも可能となった。なお、かご形誘導電動機に対する同様の検討結果に関しては次章で述べる。

## 第4章 かご形回転子異常時の三相誘導電動機の特性

### 4.1 まえがき

第3章では、巻線形誘導電動機の異常時特性を統一的かつ効率的に解析する方法を示し、故障診断の視点から異常時の特徴周波数成分を定量的に検討した。一方、本来堅牢なかご形誘導電動機も、頻繁に始動・停止を繰り返すような過負荷運転を続けると、熱疲労のためバーあるいはエンドリング切れを生じることがある[34],[35]。

本章の目的は、バー切れ等の異常なかご形回転子をもつ誘導電動機の特性を解析し、その結果から、種々の異常状態と電流波形等に含まれる異常の特徴周波数成分の大きさの関係を明らかにすることである。

なお、かご形誘導電動機の特性に関しては、正常な回転子に対し空間高調波の影響を考慮したものなど、過去に多くの研究がなされている[36]—[41]。また、かご形回転子にバーやエンドリング切れが発生した場合の誘導電動機の特性等についても、既に以下のような研究がなされている。

- (1) 異常時の不平衡磁気吸引力やトルクの解析を主に検討したもの[34]。
- (2) 回転子側は実際量のままで固定子側のみを対称座標変換し、異常箇所を電流を零とした完全なバー切れおよびエンドリング切れを扱ったもの[42],[43]。
- (3) 2極機のバー切れのみを対象にかご形回転子を等価な星形接続とし、さらにこれを固定子・回転子とも等価な二相機に変換して解析し、新たに定義した二次巻線の不平衡率から検討したもの[44]。

しかし、これらは故障診断の立場からすれば十分でなく、故障診断に適したものとしては次の点を考慮したモデル化が必要であると考えられる。

- (a) 故障の程度や任意の故障箇所の影響を評価できること。
- (b) 任意の回転子スロット数と極対数の組合せを検討できること。
- (c) 回転子側回路としては、エンドリングの異常も考慮できるかご形回路であること。
- (d) ギャップ磁束検出によるかご形回転子の故障診断法[45],[46]の定量的な検討には、回転子の起磁力解析が必要で、このための回転子側の電流分布が求められること。
- (e) 一般的な正常時の解析法の拡張として異常時の解析が行えること。

本章では以上の点を考慮し、まず、(i) 多極の三相誘導電動機に対して、かご形回転子のバーおよびエンドリング切れが発生した状態を、異常箇所のバーおよびエンドリング



抵抗の変化としてモデル化する。次に、(ii) 任意の回転子スロット数をもつ多極機に適用できる多相絶対瞬時値対称座標変換を導入し解析する。そして、(iii) 代表的な数値例より異常の特徴周波数成分への、① 故障箇所の抵抗値の影響、② 故障箇所の空間的分布の影響、および ③ バー抵抗対エンドリング抵抗の比の影響等を考察する。最後に、(iv) 人為的にバーおよびエンドリング切れを模擬した供試機による実測結果と比較し、本章の解析結果の有効性を確認する。

## 4. 2 解析方法

### 4. 2. 1 かご形回転子異常時のモデル化

以下の解析に次の仮定を置く。

(1) 固定子巻線は平衡した三相Y結線とする。また、4極以上の多極機では固定子各相の巻線は全て直列に接続されているものとする。

(2) 磁気飽和および鉄損は無視する。

(3) 起磁力およびバーミアンス等の空間高調波の影響は無視する。

(4) バー切れおよびエンドリング切れは、各箇所のバー抵抗およびエンドリング抵抗の変化としてモデル化する。

(5) 固定子および回転子のインダクタンスは平衡しているものとする。

(6) 回転子鉄心内部へは電流が流れないものとする。

ここで、仮定(1)は固定子巻線に独立した並列回路がないこと意味する。また(3)は、前述のギャップ磁束によるかご形回転子の異常検出法でも明らかなように、異常時には特殊な空間起磁力調波を発生するが、これらは基本波成分に比較して微小な量と見なすものである。仮定(5)も仮定(3)と同じ理由による。また、仮定(6)に関して、バーおよびエンドリング切れが連続した場合、実際上は電流が鉄心内部へも流れると考えられるが、これらを考慮すると解析が極めて複雑化する。したがって、本論文では異常箇所の抵抗値の変化により鉄心内部を流れる電流を間接的に考慮することとする。

以上より、本章で検討するかご形誘導電動機のモデルは図4-1のようになる。同図(a)は、各巻線間の位相図であり、極対数をP、回転子スロット数をnとすると、 $\alpha = 2\pi/P$ 、 $\beta = 2\pi/n$ 、 $\theta$ は固定子a1相巻線と回転子1番目ループ回路との回転角度(電気角)で回転角速度を $\omega_m$ とすると、 $\theta = \omega_m t$ である。また、 $R_s$ ：固定子各相巻線

抵抗、 $L_s$ ：固定子各相自己インダクタンス、 $M_s$ ：固定子各相間の相互インダクタンス、 $M$ ：固定子各相～回転子各ループ間の相互インダクタンス(最大値)とする。また、同図(b)は回転子のバー抵抗、エンドリング抵抗、および回転子ループ電流等を表している。ここで、 $k=1,2,3,\dots,n$ として、 $i_{rk}$ ：回転子k番目のループ電流、 $i_{re}$ ：片側エンドリング部のループ電流、 $R_{bk}$ ：k番目のバー抵抗、 $R_{ek}$ ：片側のk番目のエンドリング抵抗、 $\ell_b$ ：バーの漏れインダクタンス、 $\ell_e$ ：エンドリングの漏れインダクタンス、 $M_r$ ：回転子各ループ間の相互インダクタンスである。

同図より、三相かご形誘導電動機の電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s, & pM_s, & pM_s, \\ pM_s, & R_s + pL_s, & pM_s, \\ pM_s, & pM_s, & R_s + pL_s, \\ pM\cos\theta, & pM\cos(\theta-\alpha), & pM\cos(\theta-2\alpha), \\ pM\cos(\theta+\beta), & pM\cos(\theta-\alpha+\beta), & pM\cos(\theta-2\alpha+\beta), \\ pM\cos(\theta+2\beta), & pM\cos(\theta-\alpha+2\beta), & pM\cos(\theta-2\alpha+2\beta), * \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ pM\cos\{\theta+(n-1)\beta\}, & pM\cos\{\theta-\alpha+(n-1)\beta\}, & pM\cos\{\theta-2\alpha+(n-1)\beta\}, \\ 0, & 0, & 0, \end{bmatrix}$$

$$* \begin{bmatrix} pM\cos\theta, & pM\cos(\theta+\beta), & pM\cos(\theta+2\beta), \dots \\ pM\cos(\theta-\alpha), & pM\cos(\theta-\alpha+\beta), & pM\cos(\theta-\alpha+2\beta), \dots \\ pM\cos(\theta-2\alpha), & pM\cos(\theta-2\alpha+\beta), & pM\cos(\theta-2\alpha+2\beta), \dots \\ R_{r1} + pL_{r1}, & -\{R_{b2} + p(\ell_b + M_r)\}, & -pM_r, & \dots \\ -\{R_{b2} + p(\ell_b + M_r)\}, & R_{r2} + pL_{r2}, & -\{R_{b3} + p(\ell_b + M_r)\}, & \dots \\ -pM_r, & -\{R_{b3} + p(\ell_b + M_r)\}, & R_{r3} + pL_{r3}, & \dots * \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ -\{R_{bn} + p(\ell_b + M_r)\}, & -pM_r, & -pM_r, & \dots \\ R_{en1} + p\ell_e, & R_{en2} + p\ell_e, & R_{en3} + p\ell_e, & \dots \end{bmatrix}$$



$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{cc|c}
 \bullet & p M \cos\{\theta + (n-1)\beta\}, & 0 \\
 \bullet & p M \cos\{\theta - \alpha + (n-1)\beta\}, & 0 \\
 \bullet & p M \cos\{\theta - 2\alpha + (n-1)\beta\}, & 0 \\
 \hline
 \bullet & -\{R_{b1} + p(\ell_b + M_r)\}, & R_{e1} + p\ell_e \\
 \bullet & -pM_r, & R_{e2} + p\ell_e \\
 * \bullet & -pM_r, & R_{e3} + p\ell_e \\
 \bullet & \cdot & \cdot \\
 \bullet & \cdot & \cdot \\
 \bullet & \cdot & \cdot \\
 \hline
 \bullet & R_{rn} + pL_{rn}, & R_{en} + p\ell_e \\
 \bullet & R_{en} + p\ell_e, & R_{ee} + pL_{ee}
 \end{array}
 &
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{c}
 i_{sa} \\
 i_{sb} \\
 i_{sc} \\
 i_{r1} \\
 i_{r2} \\
 i_{r3} \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 i_{rn} \\
 i_{re}
 \end{array} \right]
 \end{array}
 &
 \begin{array}{c}
 \dots\dots(4-1)
 \end{array}
 \end{array}$$

ただし、

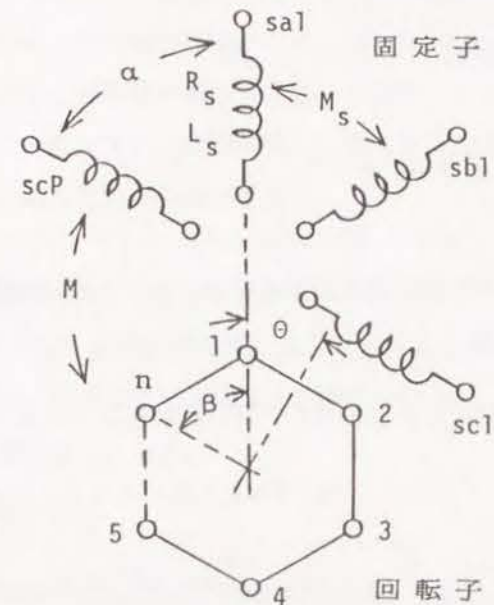
$$\left. \begin{array}{l}
 R_{rk} = R_{bk} + R_{b(k+1)} + R_{ek} + R_e \quad (k=1, 2, \dots, n-1) \\
 R_{rn} = R_{bn} + R_{b1} + R_{en} + R_e \\
 L_{rk} = 2(\ell_b + \ell_e) + (n-1)M_r \\
 R_{ee} = R_{e1} + R_{e2} + \dots + R_{en} \\
 L_{ee} = n\ell_e \\
 p = d/dt
 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(4-2)$$

である。なお、固定子～エンドリング間および回転子ループ回路～エンドリング回路間の相互インダクタンスはその位置関係から0としている。

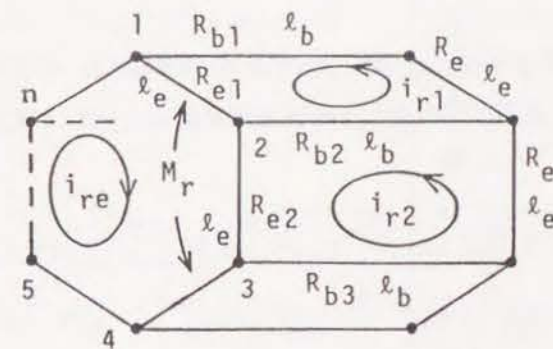
ここで、' を転置記号として、上式を固定子電圧  $\mathbf{v}_s = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]'$ 、固定子各相電流  $\mathbf{i}_s = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]'$ 、回転子各ループ電流  $\mathbf{i}_r = [i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rn}]'$ 、およびエンドリング部ループ電流  $i_{re}$  に関して略記すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_s \\ \mathbf{0} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{ss} & \mathbf{Z}_{sr} & \mathbf{Z}_{se} \\ \mathbf{Z}_{rs} & \mathbf{Z}_{rr} & \mathbf{Z}_{re} \\ \mathbf{Z}_{es} & \mathbf{Z}_{er} & Z_{ee} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \\ i_{re} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-3)$$

なお、以下、 $\mathbf{0}$  は零ベクトルまたは零要素行列を表す。ここで、 $\mathbf{Z}_{ss} = \mathbf{Z}_{ss}'$ 、 $\mathbf{Z}_{rs} = \mathbf{Z}_{sr}'$ 、 $\mathbf{Z}_{rr} = \mathbf{Z}_{rr}'$ 、 $\mathbf{Z}_{es} = \mathbf{Z}_{se}'$ 、 $\mathbf{Z}_{er} = \mathbf{Z}_{re}'$  であり、正常時には、 $R_{ek} = R_e$ 、 $R_{bk} = R_b$  ( $k=1, 2, \dots, n$ ) である。



(a) 固定子および回転子の位相図



(b) かご形回転子回路

図4-1 異常かご形回転子をもつ誘導電動機

#### 4. 2. 2 多極機に対する多相絶対瞬時値対称座標変換

(4-3)式を次式の絶対瞬時値対称座標変換を用いて座標変換する。

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 & 0 \\ 0 & A_r & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-4)$$

ここで、 $A_s$  の  $(k, l)$  要素は、 $a = e^{j2\pi/3}$  として、

$$A_s = [a^{(k-1)(l-1)}] / \sqrt{3} \quad (k, l=1, 2, 3) \dots\dots\dots(4-5)$$

である。一方、 $A_r$  は、多極機を対象にする場合、 $n/P$  の値が整数か、非整数かにより変換行列を変える必要がある。

(i)  $n/P$  = 非整数の場合、 $A_r$  の  $(k, l)$  要素は、 $b = e^{j2P\pi/n}$  として、

$$A_r = [b^{(k-1)(l-1)}] / \sqrt{n} \quad (k, l=1, 2, 3, \dots, n) \dots\dots\dots(4-6)$$

とする。

(ii)  $n/P$  = 整数の場合には、(4-6)式の変換行列には逆行列が存在しなくなり、回転子の各々のループ電流が求められなくなる。そこで、この場合は、回転子側の相数  $m = n/P$  に対する次の変換行列  $A_m$  を考える。すなわち、その  $(k, l)$  要素は、 $b = e^{j2\pi/m}$  とし、

$$A_m = [b^{(k-1)(l-1)}] / \sqrt{m} \quad (k, l=1, 2, 3, \dots, m) \dots\dots\dots(4-7)$$

である。 $A_r$  はこの  $A_m$  を用いて、

$$A_r = \begin{bmatrix} 1 & A_m & 0 & \dots & 0 \\ 2 & 0 & A_m & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ P & 0 & 0 & \dots & A_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4-8)$$

なる変換行列を用いる。

ここで、留意すべき点を以下に述べる。(1)  $n/P$  が整数 ( $m$ ) の場合、正常時の解析では、新たな回転子スロット数を  $m$  とし、これに合わせて回転子側は  $P$  個の並列回路として、回転子側インピーダンス等を修正して解析すればよい。しかし、この方法では、

異常時には、 $P$  個の各並列回路のインピーダンスは同一でないで、異常の個々の条件に対して等価なインピーダンスを求めることが必要となる。また、得られた回転子電流を異なった各極分に、さらには各ループ電流に分解することが必要となる。(2)  $n/P$  に関して上記のような場合分けをしない方法として、先の文献[42],[43]のように回転子側の量として、対称軸量でなく実量を用いる方法が考えられるが、その場合には、逆に固定子・回転子間の相互インダクタンスの項が増え、従来から示されている正常時の解析法との関係が把握しにくくなるという問題が生じる。

#### 4. 2. 3 変換後の電圧方程式およびトルク式

まず、(4-3)式の固定子側をまず線間電圧の関係に変形し、その後、(4-4)式の絶対対称座標変換を行う。そして、平衡している固定子側を整流変換し、固定子零相分を除くなどして式を整理すると以下ようになる。

変換後の固定子電圧は、

$$V_{fbs} = [V_{fs}, V_{bs}]' = [V_{1s} e^{-j\theta}, V_{2s} e^{j\theta}]', \dots\dots\dots(4-9)$$

で与えられる。同様に、変換後の固定子電流は、

$$i_{fbs} = [i_{fs}, i_{bs}]' = [i_{1s} e^{-j\theta}, i_{2s} e^{j\theta}]', \dots\dots\dots(4-10)$$

また、回転子電流は、

$$i_{g12r} = [i_{gr}, i_{1r}, i_{2r}, \dots, i_{(n-1)r}]', \dots\dots\dots(4-11)$$

とする。ただし、添え字  $1s$  は固定子正相分を、 $2s$  は固定子逆相分を表す。

なお、ここで、 $V_{1s}$  および  $V_{2s}$  は第3章と同様に、固定子電圧の不均衡も考慮すると次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1s} &= (V_{ab} + a V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a^2 V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \{\sqrt{3}(1-a^2)\} \\ \dot{V}_{2s} &= (V_{ab} + a^2 V_{bc} e^{-j\theta_{bc}} + a V_{ca} e^{-j\theta_{ca}}) / \{\sqrt{3}(1-a)\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(4-12)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{1s} &= (\dot{V}_{1s} e^{j\omega_1 t} + \dot{V}_{2s}^* e^{-j\omega_1 t}) / \sqrt{2} \\ v_{2s} &= (\dot{V}_{2s} e^{j\omega_1 t} + \dot{V}_{1s}^* e^{-j\omega_1 t}) / \sqrt{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(4-13)$$

ただし、 $\omega_1$  は電源角周波数である。



(i)  $n/P = \text{非整数の場合}$ : (4-3)~(4-6)式より、電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{fbs} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{fbs}(p) & \mathbf{C}_{sr}(p) & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_{rs}(p) & \mathbf{D}_{rr}(p) & \mathbf{E}_{re}(p) \\ \mathbf{0} & \mathbf{E}_{er}(p) & \mathbf{Z}_{ee}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{fbs} \\ \mathbf{i}_{o12r} \\ \mathbf{i}_{re} \end{bmatrix} \quad \cdots (4-14)$$

ただし、 $L_{s1} = L_s - M_n$ 、 $M_n = \sqrt{3n}M/2$ として、

$$\mathbf{Z}_{fbs}(p) = \begin{bmatrix} R_s + (p + j\omega_m)L_{s1} & 0 \\ 0 & R_s + (p - j\omega_m)L_{s1} \end{bmatrix} \quad \cdots (4-15)$$

$$\mathbf{C}_{sr}(p) = \begin{bmatrix} 0, M_n(p + j\omega_m), 0, \dots, 0 \\ 0, 0, 0, \dots, M_n(p - j\omega_m) \end{bmatrix} \quad \cdots (4-16)$$

$$\mathbf{C}_{rs}(p) = \begin{bmatrix} 0, 0 \\ pM_n, 0 \\ 0, 0 \\ \vdots \\ 0, 0 \\ 0, pM_n \end{bmatrix} \quad \cdots (4-17)$$

また、\* で複素共役を表すと、 $\mathbf{E}_{re}(p) = \mathbf{E}_{er}^*(p)'$  であり、1行目 (回転子零相) の要素は、正常時には、

$$\sqrt{n} \{R_o + p\ell_o\} \quad \cdots (4-18)$$

エンドリング異常時には、

$$\sum_{k=1}^n R_{ok} / \sqrt{n} + p\sqrt{n}\ell_o \quad \cdots (4-19)$$

となる。また  $i$  行 ( $i=2, 3, \dots, n$ ) 要素は、正常時には0で、エンドリング異常時には、

$$\sum_{k=1}^n R_{ok} b \frac{(i-1)(k-1)}{\sqrt{n}} \quad \cdots (4-20)$$

である。そして、 $\mathbf{D}_{rr}(p)$  は、正常時では対角要素のみとなり、その  $(i, i)$  要素を  $R(i-1) + pL(i-1)$  とすると、

$$\left. \begin{aligned} R_o &= 2R_o & (i=1) \\ R(i-1) &= 2R_o + 2R_b \{1 - \cos(i-1)\beta\} & (i \neq 1) \end{aligned} \right\} \quad \cdots (4-21)$$

$$\left. \begin{aligned} L_o &= 2\ell_o & (i=1) \\ L(i-1) &= 2\ell_o + 2\ell_b \{1 - \cos(i-1)\beta\} + nM_r & (i \neq 1) \end{aligned} \right\} \quad \cdots (4-22)$$

となる。異常時には、 $L(i-1)$  は仮定により正常時と同じで、対角要素のみに存在するが、抵抗分を変換したものは、 $(i, j)$  要素に存在しそれを  $R(i-1)(j-1)$  とすると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R(i-1)(j-1) &= R^*(j-1)(i-1) \\ &= \sum_{k=1}^n \sum_{\ell=1}^n R_{k\ell} b \frac{(i-1)(k-1) - (\ell-1)(j-1)}{n} \quad \cdots (4-23) \end{aligned}$$

ただし、 $R_{k\ell}$  は  $\mathbf{Z}_{rr}$  の  $(k, \ell)$  要素の抵抗分を表す。また、(4-23)式の  $R_{ij}$  は、

$$R_{ij} = R^*(n-i)(n-j) \quad \cdots (4-24)$$

の関係も成立する。

一方、トルク式は、

$$\tau = jPM_n [\mathbf{i}_{bs} \mathbf{i}_{1r} - \mathbf{i}_{fs} \mathbf{i}_{(n-1)r}] \quad \cdots (4-25)$$

となる。なお、 $\mathbf{i}_{1r}$  および  $\mathbf{i}_{(n-1)r}$  は回転子電流の正相分および逆相分である。なお、正常時には周知のように、 $\mathbf{i}_{fs}$ 、 $\mathbf{i}_{bs}$ 、 $\mathbf{i}_{1r}$ 、 $\mathbf{i}_{(n-1)r}$  の項のみが存在し、これらにより特性が決定される。

(ii)  $n/P = \text{整数の場合}$  (4-3)~(4-5)式および(4-7)、(4-8)式より、この場合の電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{fbs} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{fbs} & \mathbf{C}_{sr1}^1, \mathbf{C}_{sr2}^2, \dots, \mathbf{C}_{srP}^P & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_{rs1} & \mathbf{D}_{11}, \mathbf{D}_{12}, \dots, \mathbf{D}_{1P} & \mathbf{E}_{re1} \\ \mathbf{C}_{rs2} & \mathbf{D}_{21}, \mathbf{D}_{22}, \dots, \mathbf{D}_{2P} & \mathbf{E}_{re2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{C}_{rsP} & \mathbf{D}_{P1}, \mathbf{D}_{P2}, \dots, \mathbf{D}_{PP} & \mathbf{E}_{reP} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E}_{er1}, \mathbf{E}_{er2}, \dots, \mathbf{E}_{erP} & \mathbf{Z}_{ee} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{fbs} \\ \mathbf{i}_{o12r} \\ \vdots \\ \mathbf{i}_{re} \end{bmatrix} \quad \cdots (4-26)$$

ただし、 $Z_{rbs}$ は(4-15)式と同じであるが、 $C_{srn}$ 等は、 $M_m = \sqrt{3m}M/2$ として、

$$C_{srn}(p) = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \cdots & m \\ 0, & M_m(p + j\omega_m), & 0, & \cdots, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & \cdots, & M_m(p - j\omega_m) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4-27)$$

$$C_{rsn}(p) = \begin{bmatrix} 1 & 0, & 0 \\ 2 & pM_m, & 0 \\ \cdot & 0, & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 0, & 0 \\ m & 0, & pM_m \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(4-28)$$

となる。他の  $D_{ij}$  ( $i, j=1, 2, \dots, P$ ) 等の  $\ell_b$ 、 $\ell_e$  および  $M_r$  に関係した行列要素に関しては付録を参照されたい。また、回転子側の並列回路電流を合成した、全正相分電流 ( $i_{T1}$ ) および全逆相分電流 ( $i_{T2}$ ) は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} i_{T1} &= \sum_{k=1}^P i_{[1+m(k-1)]r} \\ i_{T2} &= \sum_{k=1}^P i_{[mk-1]r} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(4-29)$$

この場合のトルク式は、上式の  $i_{T1}$  および  $i_{T2}$  を用いて次式で与えられる。

$$\tau = jPM_m [i_{bs} i_{T1} - i_{fs} i_{T2}] \quad \dots\dots\dots(4-30)$$

#### 4. 2. 4 バーおよびエンドリング電流

$V_{rbs}$  を与えて(4-14)式または(4-26)式を解くと対称軸座標系の電流解が求められる。

そして、これを逆変換 ( $A^{-1} = A^*$ ) することにより、固定子電流  $i_s$ 、回転子ループ電流  $i_r$  および エンドリング部ループ電流  $i_{re}$  が得られる。さらに、図4-1より、回転子各バーの電流  $i_{bk}$  および各エンドリングの電流  $i_{ek}$  ( $k=1, 2, \dots, n$ ) は、

$$\left. \begin{aligned} i_{b1} &= i_{r1} - i_{rn} \\ i_{bk} &= i_{rk} - i_{r(k-1)} \quad (k \neq 1) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(4-31)$$

$$i_{ek} = i_{rk} + i_{re} \quad \dots\dots\dots(4-32)$$

となる。ここで、バー部分の正常・異常にかかわらずエンドリングが正常であれば、(4-23)式より  $j=1, 2, \dots, (n-1)$  に対して、 $R_{oj} = R_{jo} = 0$  となり (これは  $n/P =$  非整数の場合であるが整数時も同様)、(4-14)~(4-20)式等より、エンドリング電流  $i_{re}$  は零となり、 $i_{ek} = i_{rk}$  となる。また、 $k$  番目のバー切れが完全であれば、 $i_{bk} = 0$ 、すなわち、 $i_{rk} = i_{r(k-1)}$  となる。

#### 4. 3 異常状態に対する数値例

ここでは、表4-1の定格・諸定数をもつ供試機について検討する。なお、同表の回転子側の定数は固定子側に換算したものである。したがって、以下に示す回転子側の諸量は固定子換算値である。

##### 4. 3. 1 異常箇所の抵抗値の影響

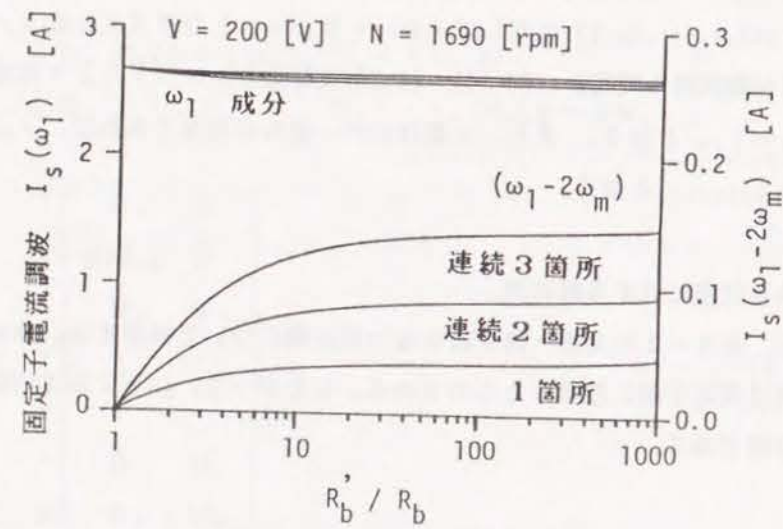
図4-2 (a)、(b) は、異常箇所の抵抗値 (以下  $R_b'$  および  $R_e'$  で示す) と正常値 ( $R_b$  および  $R_e$ ) との比の固定子電流への影響を示したものである。同図 (a) より、バー切れ時には 正常値の約100倍、また、(b) 図よりエンドリング切れ時には約1000倍で、基本波および異常特徴周波数 ( $\omega_1 - 2\omega_m$ ) 成分がほぼ一定値に近づくことがわかる。

図4-3および図4-4は、図4-2と同様に異常箇所の抵抗比の変化に対するバー電流およびエンドリング電流の分布を求めたものである。同図より、バー異常は正常値の100倍程度で、またエンドリング異常は 1000倍程度で異常箇所の電流がほぼ零となり、ほ

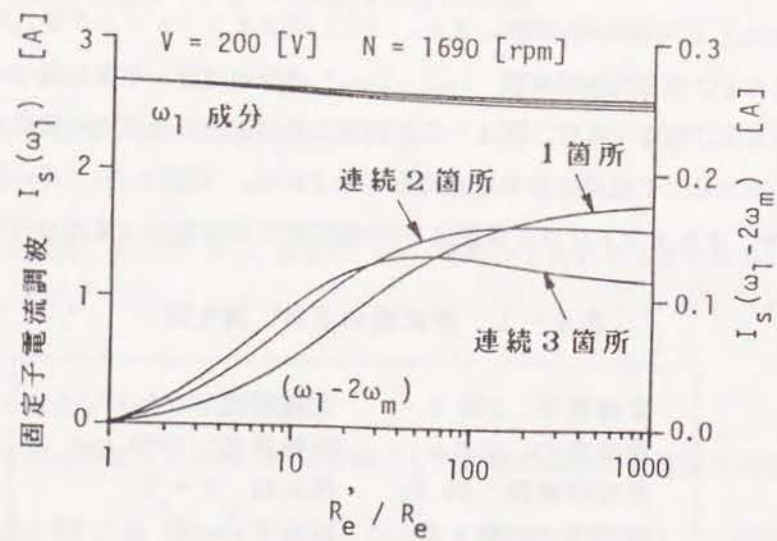
表4-1 供試機の定格、諸定数

定格電圧: 200 V	定格電流: 2 A
定格出力: 400 W	回転速度: 1690 rpm
定格周波数: 60 Hz	極対数 $P = 2$
固定子スロット数: 36	回転子スロット数 $n = 44$
$R_s$ : 5.92 $\Omega$	
$R_b$ : 33.5 $\Omega$	$R_e$ : 0.657 $\Omega$
$L_s$ : 0.1911 H	$M_s$ : -0.0882 H
$M$ : 0.0461 H	$M_r$ : 0.0602 H
$\ell_b$ : 0.121 H	$\ell_e$ : 0.0024 H



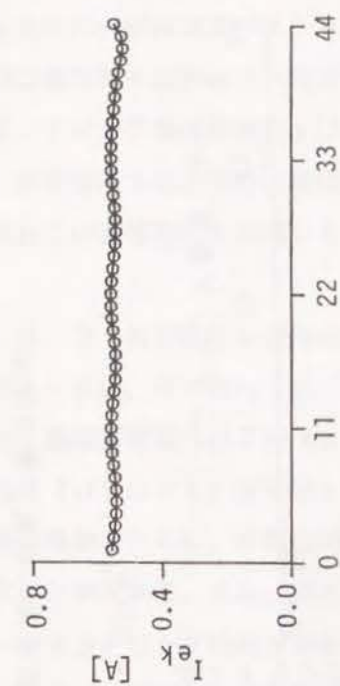


(a) バー異常時

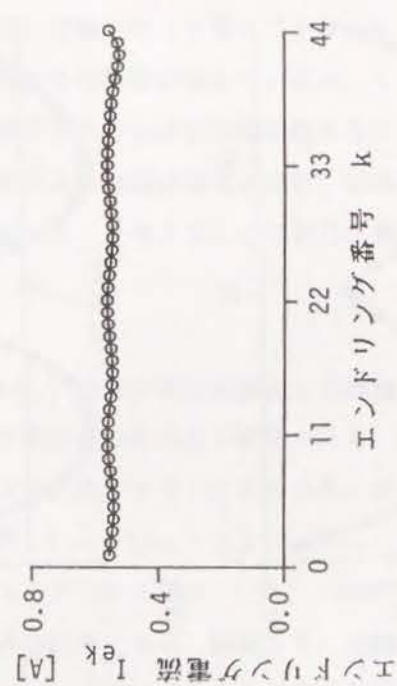


(b) エンドリング異常時

図4-2 異常箇所の抵抗値の影響



(a)  $R_{b1} = 10R_b$



(b)  $R_{b1} = 100R_b$

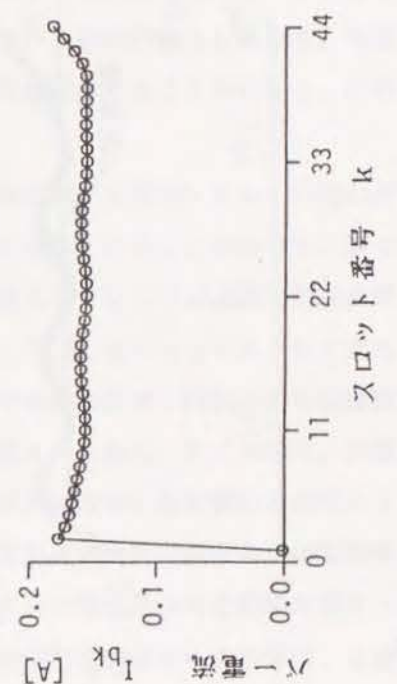
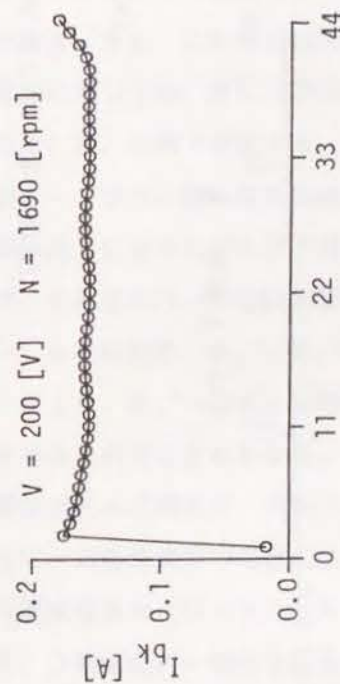


図4-3 バー異常時の回転子電流分布

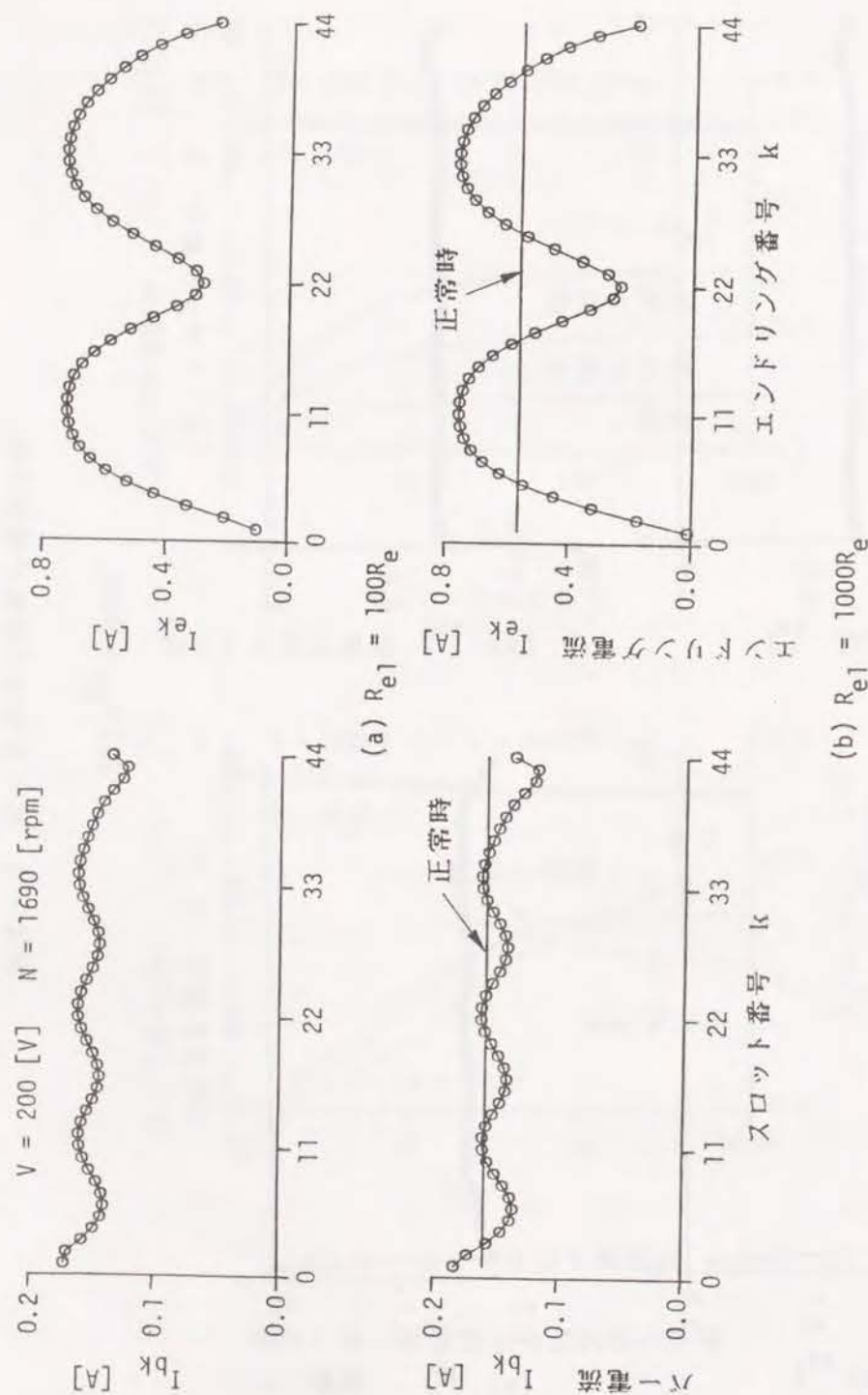


図4-4 エンドリング異常時の回転子電流分布

ば完全なバー切れおよびエンドリング切れ状態となっていることがわかる。また、バー異常時は異常箇所近傍のバー電流分布のみにその影響が現れているが、エンドリング異常時はエンドリング電流分布およびバー電流分布とも全体に影響が現れることがわかる。これは、異常箇所では正常時の電流を打ち消すような補償電流が流れ、他の箇所では正常時の電流とこの補償電流を合成した電流が流れる、と考えることで容易に理解できる。

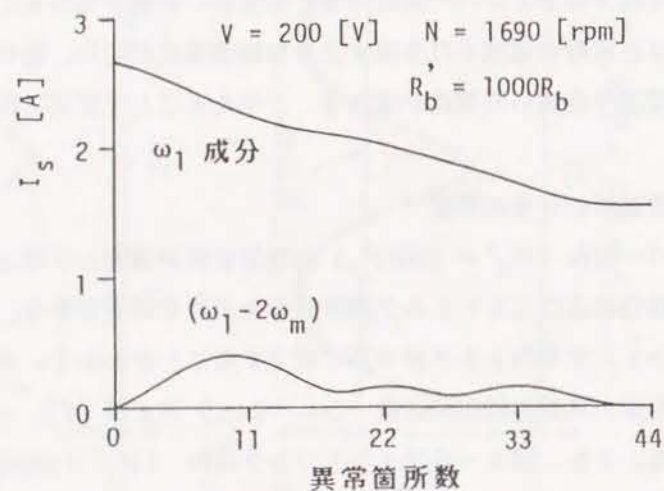
#### 4.3.2 異常箇所の分布の影響

図4-5は、バー切れ ( $R_b' = 1000R_b$ ) の異常箇所が連続して増加した場合の (a) 固定子電流調波成分および (b) トルク調波成分を求めた結果である。同図 (b) より約1極分 (11スロット) で平均トルクが半分に低下することがわかる。また、この間は異常箇所の増加とともに、異常の特徴周波数 ( $\omega_1 - 2\omega_m$ ) および ( $2\omega_1 - 2\omega_m$ ) 成分も増加することがわかる。また、図4-6はエンドリング切れ ( $R_e' = 1000R_e$ ) の場合およびバーとエンドリングの両方が切れた場合の結果である。同図より、連続して  $k$  箇所のバーとエンドリングが切れた状態は、連続 ( $k+1$ ) 箇所のエンドリング切れにほぼ一致することもある。これは図4-1 (b) のかご形回転子回路の切断状態を考えると当然のことである。また、この場合は図4-5のバー切れの場合と異なり、5箇所までの異常箇所の増加に対しては、逆に特徴周波数成分は減少することがわかる。この理由については、次の4.3.3節で考察する。

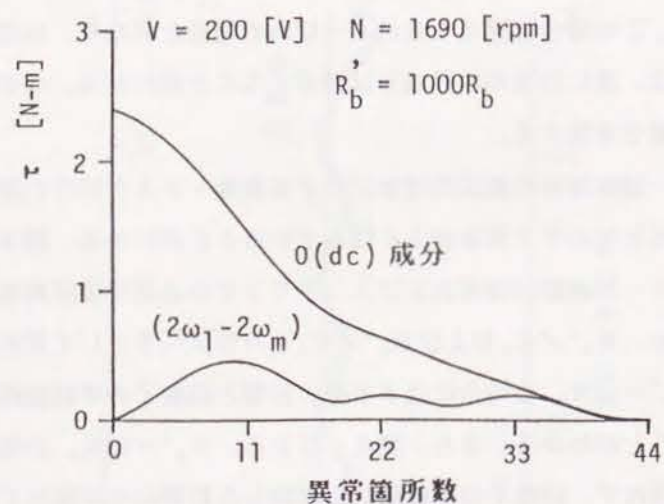
図4-7はバー切れ箇所の連続的増加に対する速度-トルク特性の変化を求めたもので、1極分近くになるとゲルゲス現象がよく現れていることがわかる。図4-8および図4-9は、それぞれバーが連続10箇所およびエンドリングが連続10箇所異常となった場合の速度-トルク特性を、 $R_b'/R_b$  および  $R_e'/R_e$  をパラメータとして求めたものである。図4-8より、 $R_b' = 10R_b$  の場合には不平衡の影響と回転子の等価抵抗が増加した影響の両者が含まれることがわかる。また、図4-9から、 $R_e' = 10R_e$  の場合には、不平衡の影響はほとんど現れず、回転子の等価抵抗の増加した影響のみが現れていることがわかる。

次に、2箇所異常の場合について、その異常箇所の間隔の変化に対する、(a) 固定子電流調波成分および (b) トルク調波成分の特性を求めた結果を図4-10に示す。同図より、2箇所のバー切れの場合、その特徴周波数成分への影響は、2点の間隔が電気角度で  $90^\circ \times (2k-1)$  ( $k=1, 2, \dots, 2P$ ) で最小に、 $180^\circ \times k$  ( $k=1, 2, \dots, 2P-1$ ) で最大となることがわかる。この結果は等価な二相機を考えると容易に理解できることである。



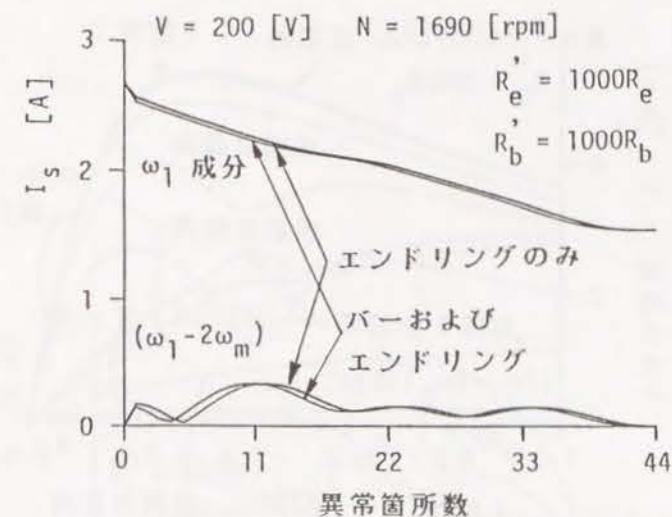


(a) 固定子電流調波成分

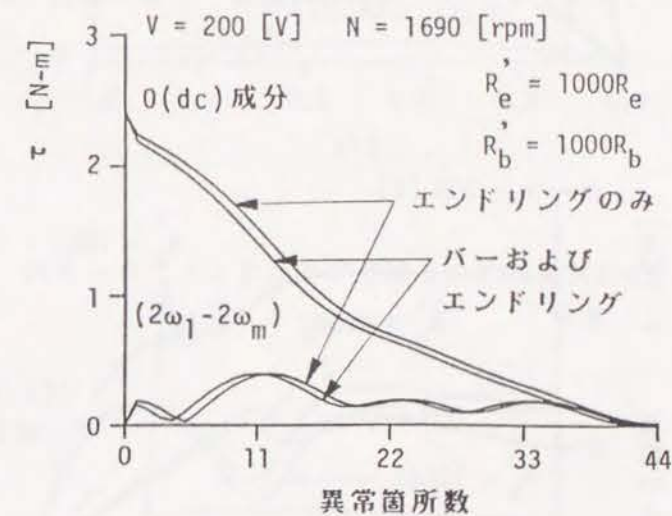


(b) トルク調波成分

図4-5 連続バー異常時の影響



(a) 固定子電流調波成分



(b) トルク調波成分

図4-6 連続エンドリング異常時および  
連続バーとエンドリング異常時の影響

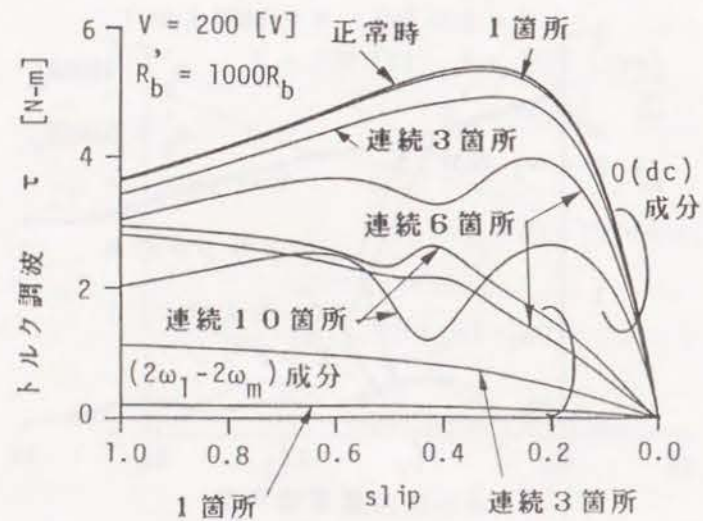


図4-7 バー異常時の速度-トルク特性

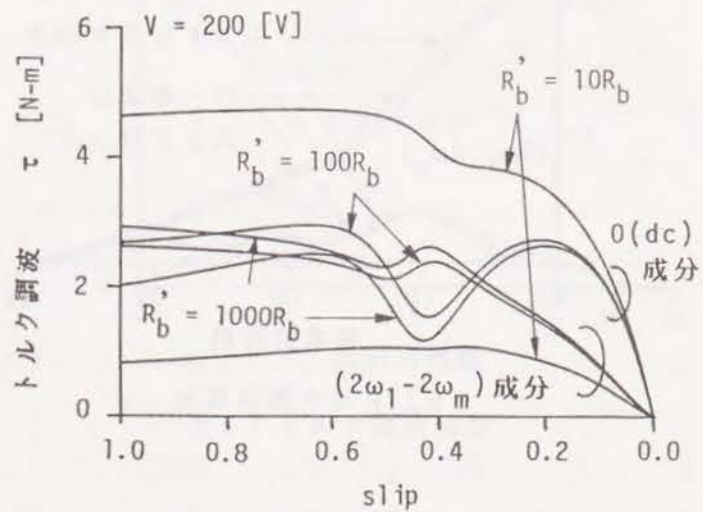


図4-8 バー連続10箇所異常時の速度-トルク特性

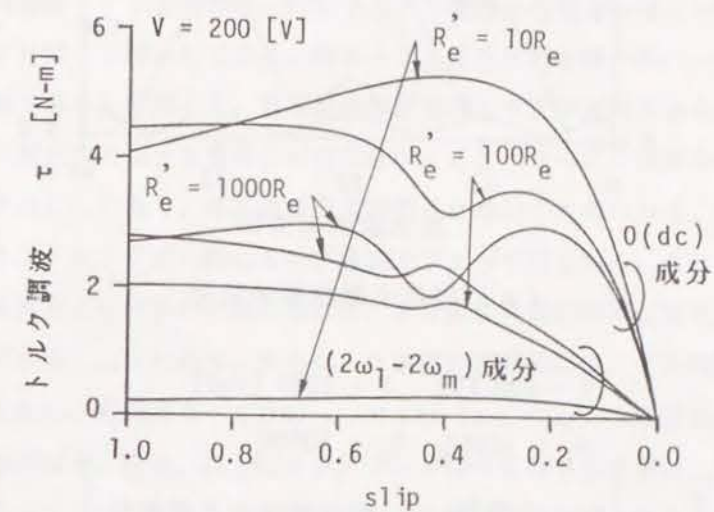
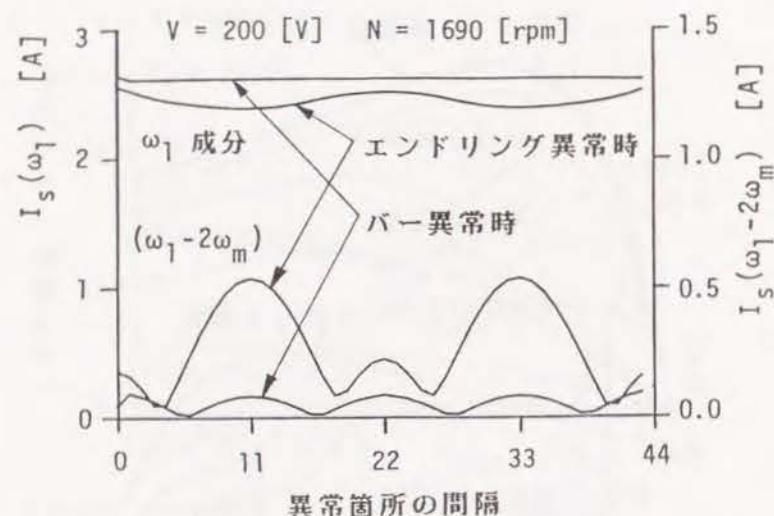
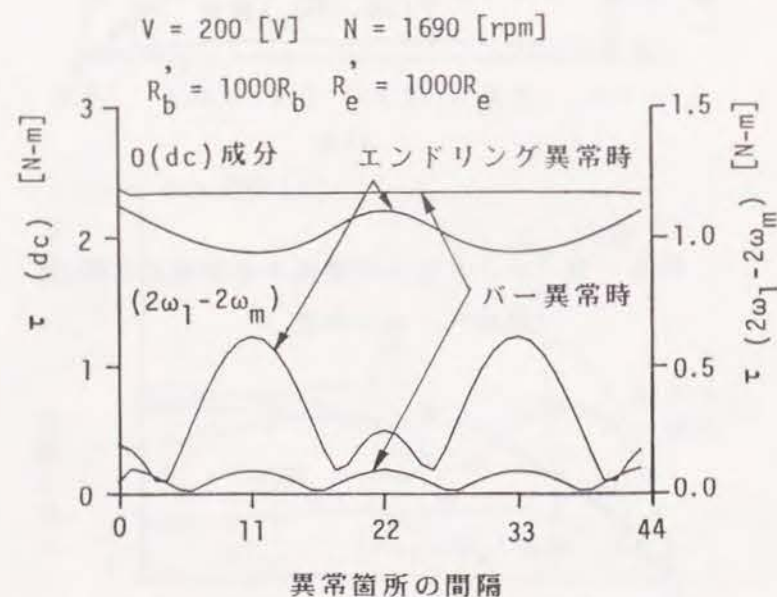


図4-9 エンドリング連続10箇所異常時の速度-トルク特性





(a) 固定子電流調波成分



(b) トルク調波成分

図4-10 異常2箇所の間隔の影響

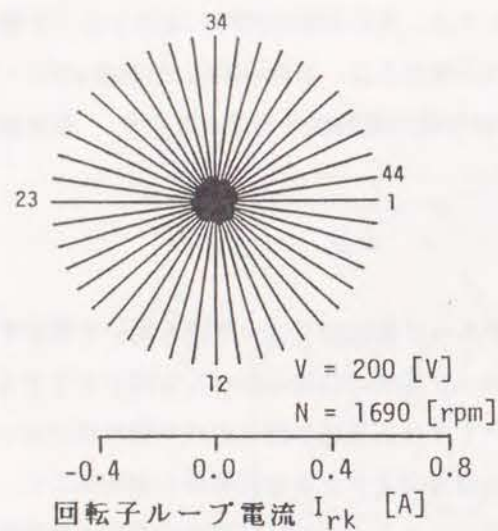
一方、固定子電流の基本波成分および平均トルクは、異常箇所の間隔にはほとんど影響されないこともわかる。また、エンドリング切れの場合には、2点の間隔が $180^\circ \times (2k-1)$  ( $k=1, 2, \dots, P$ ) で固定子電流およびトルクの特徴周波数成分が最大となり、基本波成分は最小となることがわかる。

#### 4.3.3 ループ電流のフェーザ図

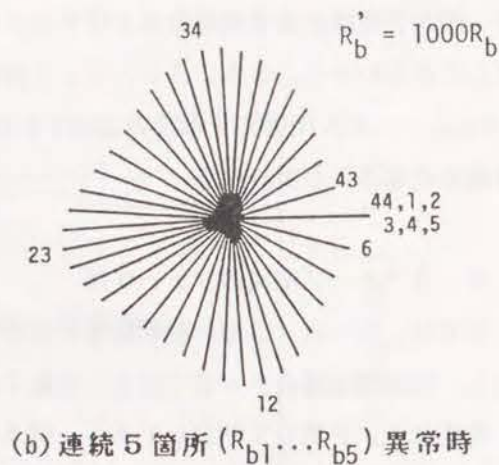
ここでは、4.3.2節の解析結果を回転子ループ電流のフェーザ図を用いて検討する。ただし、供試機の場合 $P=2$ であり、回転子ループ電流の位相は $0 \sim 4\pi$ の間で変化するので、角度は $1/P$ 倍して図示してある。図4-11は正常時と種々のバー切れ時のループ電流フェーザ図である。同図より、異常箇所の増加により正常な円形から離れること、また、連続して11個異常となった場合に半円に近づくこと、さらに2箇所の異常では場所による形の変化がほとんどなく、基本波成分は影響されないことがわかる。同様に、図4-12は種々のエンドリング切れ時のループ電流のフェーザ図である。これより、1箇所の方が5箇所連続異常より円形から離れること、また連続11個の異常は図4-11のバー切れとほぼ同じであることがわかる。さらに、2箇所の異常時には、その間隔によりフェーザ図が大きく変化し、先の図4-10の $\omega_1$ および $(\omega_1 - 2\omega_m)$ 成分の変化の要因が同図からも明らかとなる。なお、以上のエンドリング切れに関する結果は、4.3.1節で述べたように、エンドリング切れの影響が回転子全体に及ぶので、それらの相互作用によるためである。

#### 4.3.4 $R_b/R_e$ 値の影響

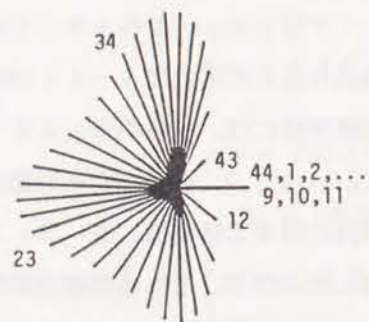
以上の結果は正常時の $R_b$ と $R_e$ の比、すなわち $R_b/R_e=51.0$ (一定)の場合である。ここでは、正常時の回転子抵抗 $R_r=2\{R_e+R_b(1-\cos\beta)\}$ およびインダクタンス $L_r=2\{l_e+l_b(1-\cos\beta)\}+nM_r$ を一定として、 $R_b/R_e=l_b/l_e$ の値を変化させた場合の固定子電流の調波成分への影響を調べる。図4-13はバーおよびエンドリングが2箇所まで連続異常となった場合の結果である。同図より、 $R_b/R_e$ の比が200程度までは、エンドリング切れの方がバー切れより大きい特徴周波数成分が発生し、また異常箇所数が増加するとより低い値で両者の特徴周波数成分がほぼ同じとなることもわかる。なお、同図の特性は、 $l_b/l_e$ を一定とし $R_b/R_e$ のみを変化させた場合にもほぼ同じ結果となることも確かめている。



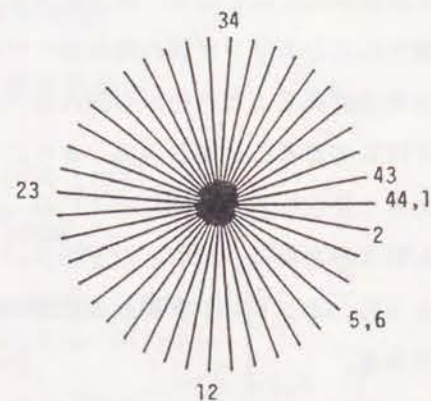
(a) 正常時



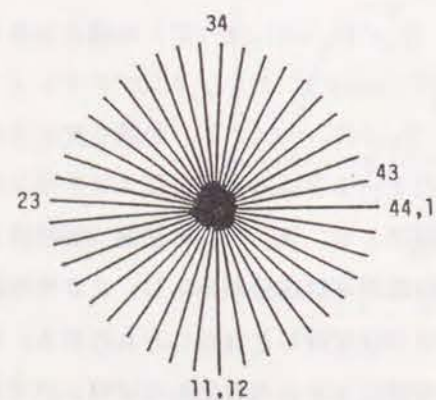
(b) 連続 5 箇所 ( $R_{b1} \dots R_{b5}$ ) 異常時



(c) 連続 11 箇所  
( $R_{b1} \dots R_{b11}$ ) 異常時

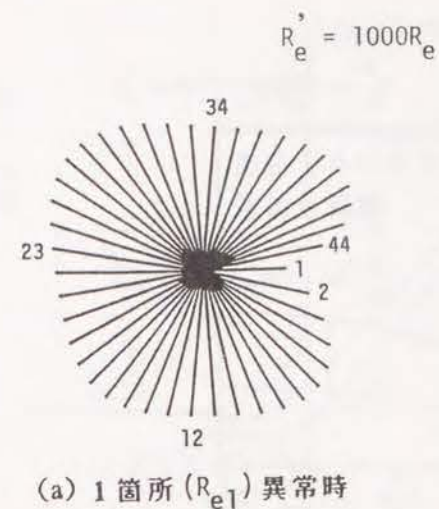


(d) 間隔 90 度付近 ( $R_{b1}, R_{b6}$ ) 異常時

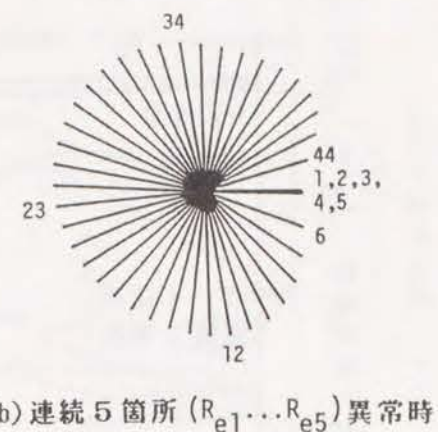


(e) 間隔 180 度 ( $R_{b1}, R_{b12}$ ) 異常時

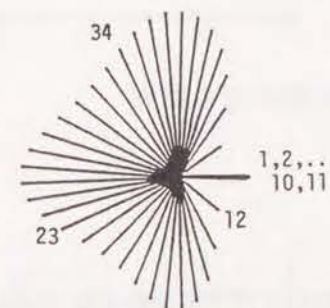
図 4-11 バー異常時の回転子ループ電流のフェーザ図



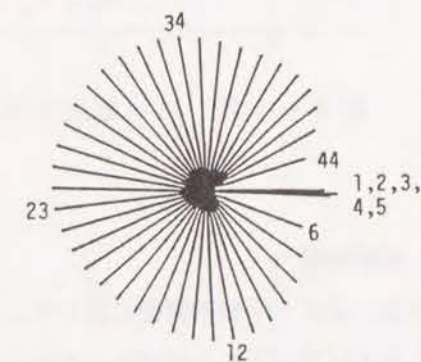
(a) 1 箇所 ( $R_{e1}$ ) 異常時



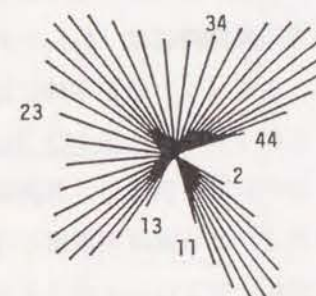
(b) 連続 5 箇所 ( $R_{e1} \dots R_{e5}$ ) 異常時



(c) 連続 11 箇所  
( $R_{e1} \dots R_{e11}$ ) 異常時



(d) 間隔 90 度付近 ( $R_{e1}, R_{e5}$ ) 異常時



(e) 間隔 180 度 ( $R_{e1}, R_{e12}$ ) 異常時

図 4-12 エンドリング異常時の回転子ループ電流のフェーザ図



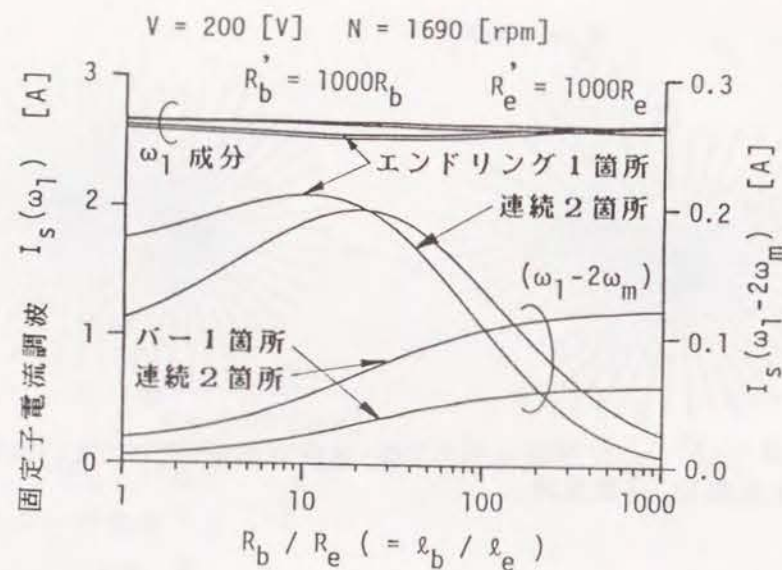


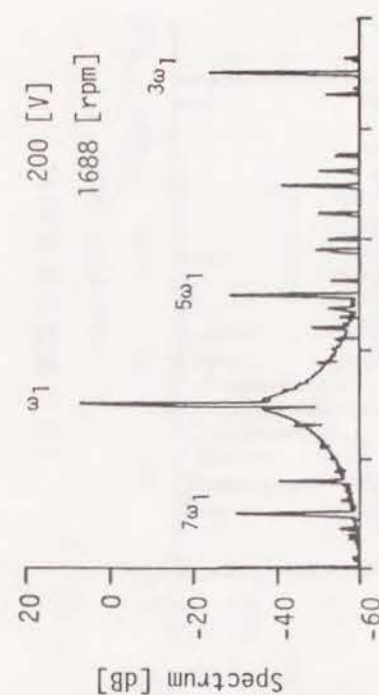
図 4-13 バー抵抗とエンドリング抵抗の比の影響

#### 4.4 実測結果

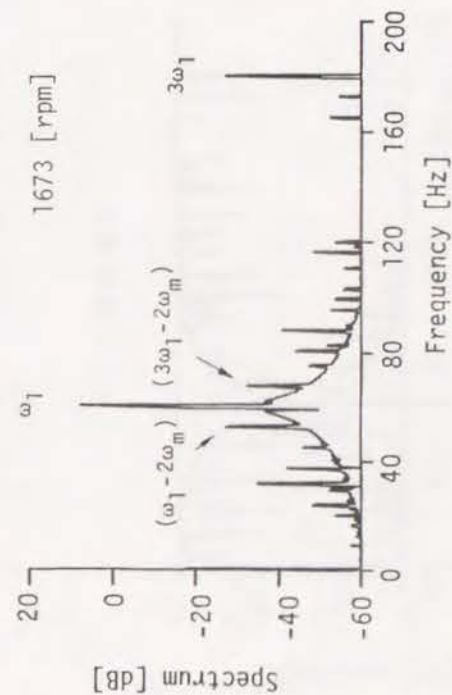
ここでは、表4-1の供試機に対して、人為的にバー切れ（バーを切断する寸法の穴をあける）およびエンドリング切れ（エンドリング部に切込みを入れる）を模擬し、実験を行った結果について述べる。

図4-14～図4-16は正常および異常回転子について、その固定子電流波形をスペクトル解析した結果である。これらの図より、バー切れ等の異常時には  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  の特徴周波数成分が現れることがよくわかる。なお、図4-14(a)の正常時には、励磁電流等による  $3\omega_1$ 、 $5\omega_1$ 、 $7\omega_1$  成分も含まれており、このうち  $5\omega_1$  および  $7\omega_1$  成分は折り返し歪として現れている。図4-14～図4-16の結果を整理し、各調波成分の実測値と理論値とを比較した結果を表4-2に示す。同表より理論値は実測値とほぼ一致していることがわかる。なお、バー切れ時などの差異は回転子側スロットのスキューの影響と、スペクトル解析時の誤差のためと考えられる。

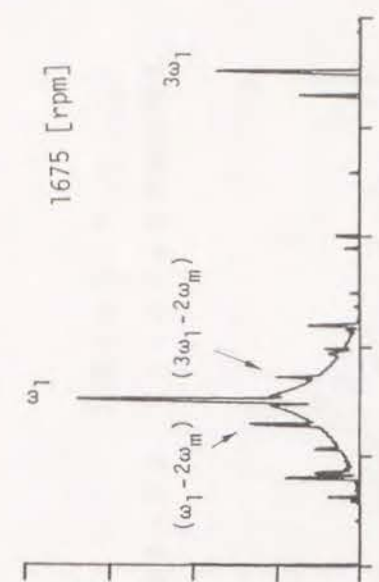
図4-17は焼損を避けるため印加電圧を定格電圧の 1/2 ( $=100[V]$ ) として、正常および異常回転子に対して、その速度トルク特性を実測した結果である。正常時、バー連



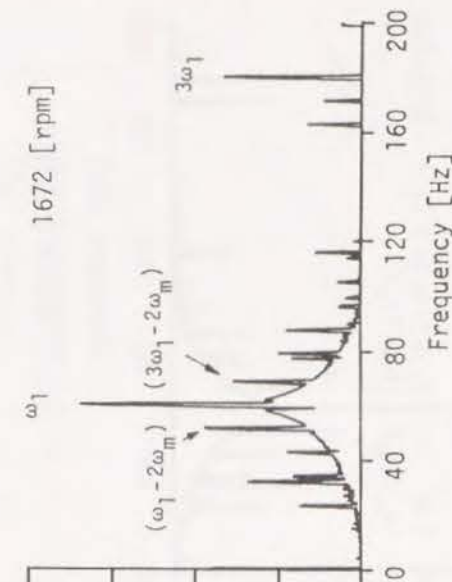
(a) 正常時



(c) 連続2箇所切れ

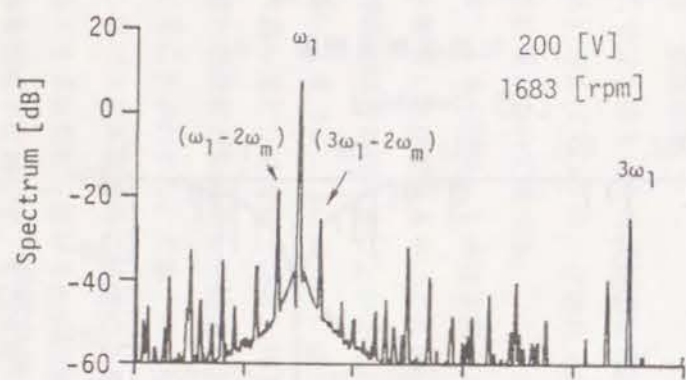


(b) 1箇所切れ

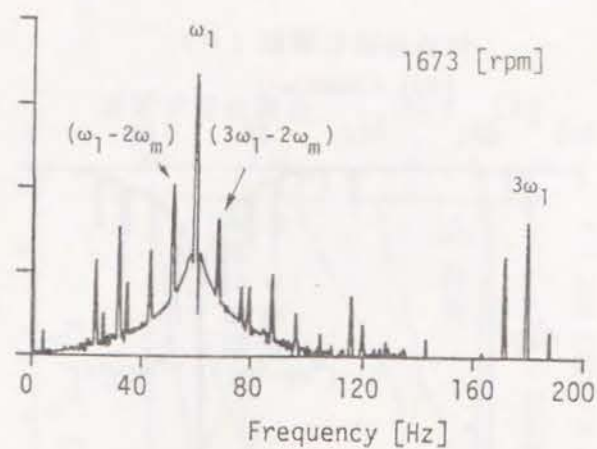


(d) 連続3箇所切れ

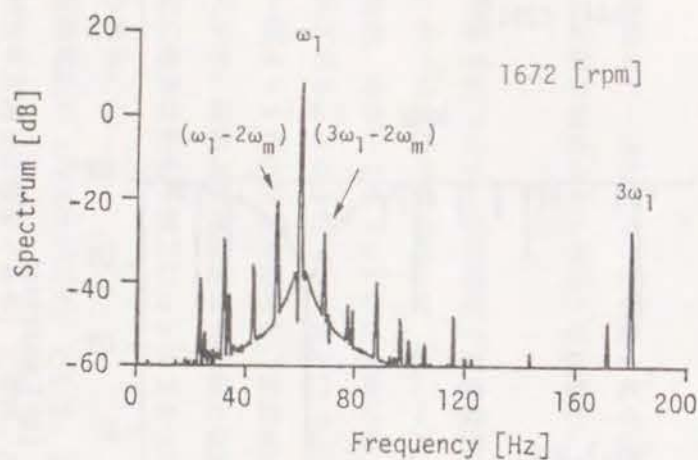
図 4-14 正常時およびバー異常時の固定子電流スペクトル



(a) 1 箇所切れ

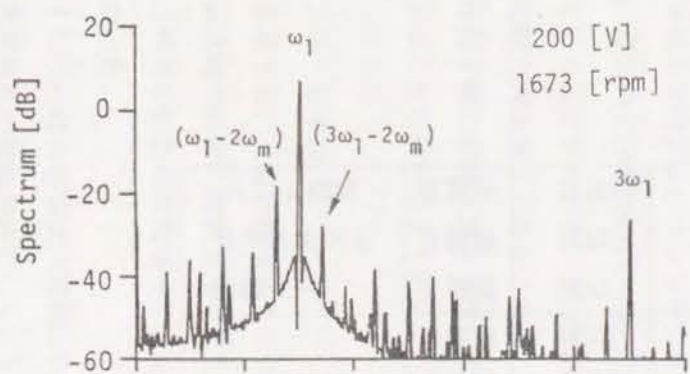


(b) 連続 2 箇所切れ

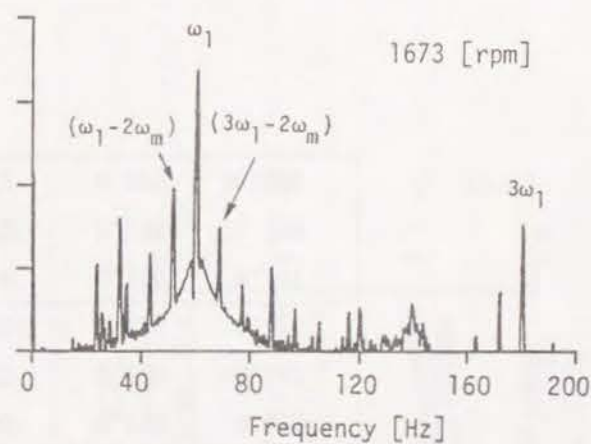


(c) 連続 3 箇所切れ

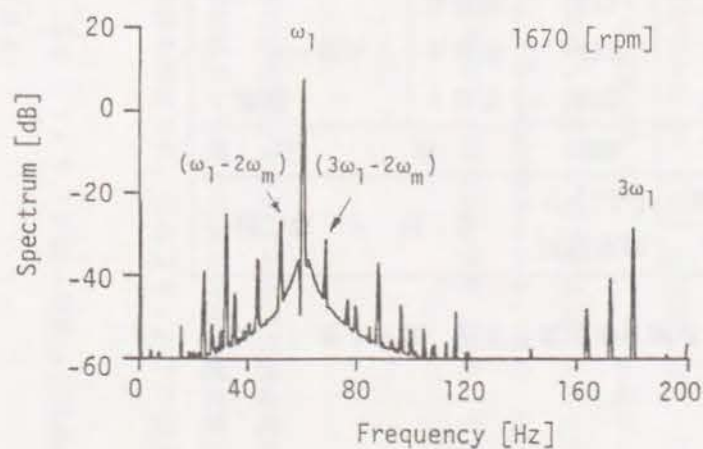
図 4-15 エンドリング異常時の固定子電流スペクトル



(a) 1 箇所切れ



(b) 連続 2 箇所切れ



(c) 連続 3 箇所切れ

図 4-16 エンドリングおよびバー異常時の固定子電流スペクトル



表4-2 固定子電流の実測値と理論値の比較 (V = 200 [V])

回転子状態	回転速度 N [rpm]	基本波成分 [A]		$(\omega_1 - 2\omega_m)$ 成分 [A]	
		実測値	理論値	実測値	理論値
正 常	1688	2.74	2.70	0	0
連続 バー切れ	1箇所	2.87	2.87	0.038	0.051
	2箇所	2.89	2.86	0.088	0.109
	3箇所	2.86	2.84	0.106	0.174
連続エンド リング切れ	1箇所	2.71	2.66	0.146	0.188
	2箇所	2.80	2.76	0.138	0.183
	3箇所	2.79	2.73	0.125	0.136
連続バー およびエンド リング切れ	1箇所	2.79	2.76	0.140	0.171
	2箇所	2.80	2.72	0.125	0.123
	3箇所	2.74	2.71	0.075	0.063

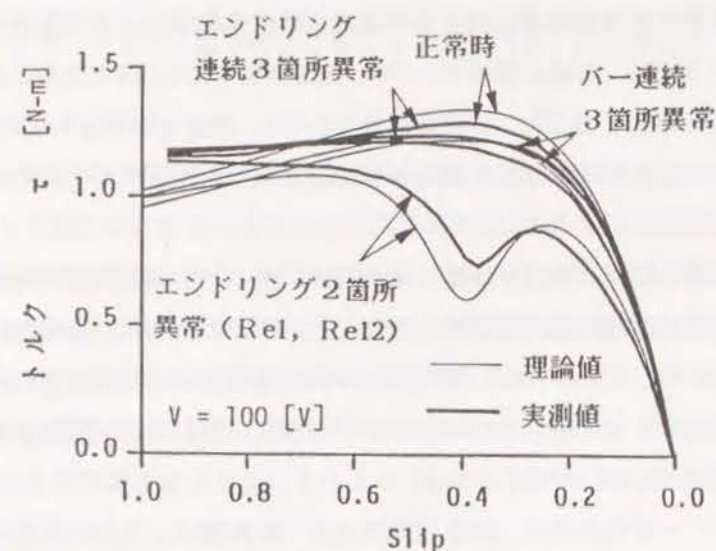


図4-17 速度-トルク特性の実測結果

続3箇所切れおよびエンドリング連続3箇所切れに対しては、ほぼ理論値と一致しているが、電気角で180度離れているエンドリング2箇所切れ ( $R_{e1}$ と $R_{e12}$ ) の場合には差が生じていることがわかる。この理由は、180度離れた異常状態では異常により発生する回転子起磁力調波成分も大きくなり、その影響によるものと考えられる。なお、同図の理論値は回転子側の過熱状態を考慮して、表4-1の回転子側抵抗の値を1.2倍して求めた結果であることを付け加えておく。

#### 4.5 むすび

本章では、任意の回転子スロット数と極対数の組合せに対するかご形誘導電動機の回転子異常時の特性の解析方法を示し、その解析結果から種々の異常状態と電流波形等に含まれる異常の特徴周波数成分の大きさとの関係を検討した。これより、以下の諸点が明らかとなった。

(1) バー切れ状態は正常値の約 $10^2$ 倍に、またエンドリング切れ状態は正常値の約 $10^3$ 倍に異常箇所の抵抗が変化したとして模擬できる。



(2) 固定子電流の基本波成分に対する特徴周波数成分の割合は、供試機の場合、大略バー切れ1箇所では1.7%、連続2箇所では3.5%、連続3箇所では5.7%である。また同様に、エンドリング切れ1箇所では6.8%、連続2箇所では6.1%、連続3箇所では4.6%である。したがって、このような回転子異常はその固定子電流をスペクトル解析して得られる特徴周波数成分から検出することができる。

(3) 供試機の場合は異常箇所が連続5箇所程度、すなわち電気角度で90度程度までならば、異常の特徴周波数成分は異常箇所の増加とともに、バー切れ時は増加しエンドリング切れ時には減少する。したがって、異常の特徴周波数成分による診断法は、バー切れに対しては有用であるが、2箇所以上のエンドリング切れに対しては異常箇所数と特徴周波数成分の大きさが比例しない不都合がある。

(4) 2箇所のバー切れの場合、特徴周波数成分への影響は、2点の間隔が電気角度で90度の奇数倍で最小に、90度の偶数倍すなわち180度の整数倍で最大となる。一方、基本波成分は故障の間隔とは無関係にはば一定である。これより本診断法では、電気角90度の奇数倍の位置での2箇所のバー切れを検出することは困難である。

(5) 2箇所のエンドリング切れの場合、2点の間隔が180度の奇数倍で特徴周波数成分は最大となり、基本波成分は最小となる。したがって、2箇所の間隔により特徴周波数成分が変化するので、特徴周波数成分の大きさから異常の程度を判断することは問題がある。

(6) 連続3箇所までのバーまたはエンドリング切れの状態について理論値と実測値を比較した結果、両者はほぼ一致しており本解析法が有用であることを確認した。

以上、電流等の特徴周波数成分に着目し故障診断する方法は、かご形回転子の異常検出に有効であることがわかった。しかし、電気角で約90度の範囲で連続したエンドリング異常や2箇所の異常箇所が電気角で90度の奇数倍離れている場合には、異常の特徴周波数成分が小さくなることも明らかになった。この問題点は、本章の解析により得られた回転子側ループ電流を基にした回転子起磁力高調波に着目すると解決できる。これに関しては次章のギャップ磁束検出法によるかご形回転子の異常検出法で述べる。

## 第5章 ギャップ磁束検出法によるかご形回転子の異常診断

### 5.1 まえがき

第4章では、三相かご形誘導電動機の回転子異常時の特性を検討した。その結果、固定子電流およびトルク波形等に含まれる異常の特徴周波数成分は、連続5箇所程度までのバー異常時には異常箇所の増加とともに増加するが、エンドリング異常時には逆に減少することが明らかになった。これは故障診断の見地からは不都合な結果である。そこで、本章では、かご形回転子の異常検出のより直接的な方法であるギャップ磁束を検出する方法について検討する。この方法は、かご形回転子に異常が発生した場合、回転子の起磁力分布が正常時とは異なる空間調波成分を含むようになるので、この異常の調波成分を検出し診断する方法である。

本章の目的は、バー切れ等のかご形回転子異常時の起磁力分布から固定子に配置したサーチコイルに誘導される電圧波形やその調波成分を導出し、ギャップ磁束検出法による異常診断の定量的な特性を明らかにすることである。

従来より、変圧器や誘導電動機に対して、漏れ磁束法による異常検出が検討されてきた[6],[48]。また、ギャップ磁束を検出し診断する方法も、誘導電動機のバー切れ[45]や同期発電機の回転子巻線の層間短絡に関して提案されている[49]—[51]。しかし、これらは定性的な議論と実験結果を示してあるのみで、異常診断に応用する際に重要となる定量的な検討はなされていない。

本章では、まず、(i) 第4章の解析結果より得られる回転子ループ電流等を用いて、固定子および回転子の起磁力分布を求める。次に、(ii) 種々の異常状態と起磁力調波成分の関係を数値例により検討する。この結果から、(iii) 異常検出に適したギャップ磁束検出用サーチコイルの仕様について考察する。最後に、(iv) 第4章と同様に、人為的に故障を模擬した供試機を用いた実測結果と比較し、磁束検出によるかご形回転子の異常診断法に対する解析結果の有効性を確認する。

### 5.2 かご形回転子異常時の起磁力解析

ここでは、第4章の解析結果に基づいて検討を進める。したがって、解析で仮定する事項は第4章と同じである。それ故、以下の内容より明らかになるが、かご形回転子の異常時には、結果として起磁力に特殊な空間調波成分を含むことになる。しかし、電圧方程式



の解析では、これらの空間調波成分を無視した基本波成分のみを解析する。その理由は、異常診断としては異常箇所数が少ない場合がより重要であり、この範囲においては基本波成分に比較して異常時の特殊な調波成分が小さいからである。また、スロットパーミアンスの調波成分も簡単化のため無視する。

図5-1は第4章と本章における解析の流れを示したものである。本章では、まず、第4章の解析結果の固定子電流および回転子ループ電流を用いて起磁力解析を行う。次に、この起磁力分布よりギャップ磁束密度を求め、さらに、固定子に設置するサーチコイルの仕様を決めると、サーチコイルの出力電圧波形およびそのスペクトルが求められる。

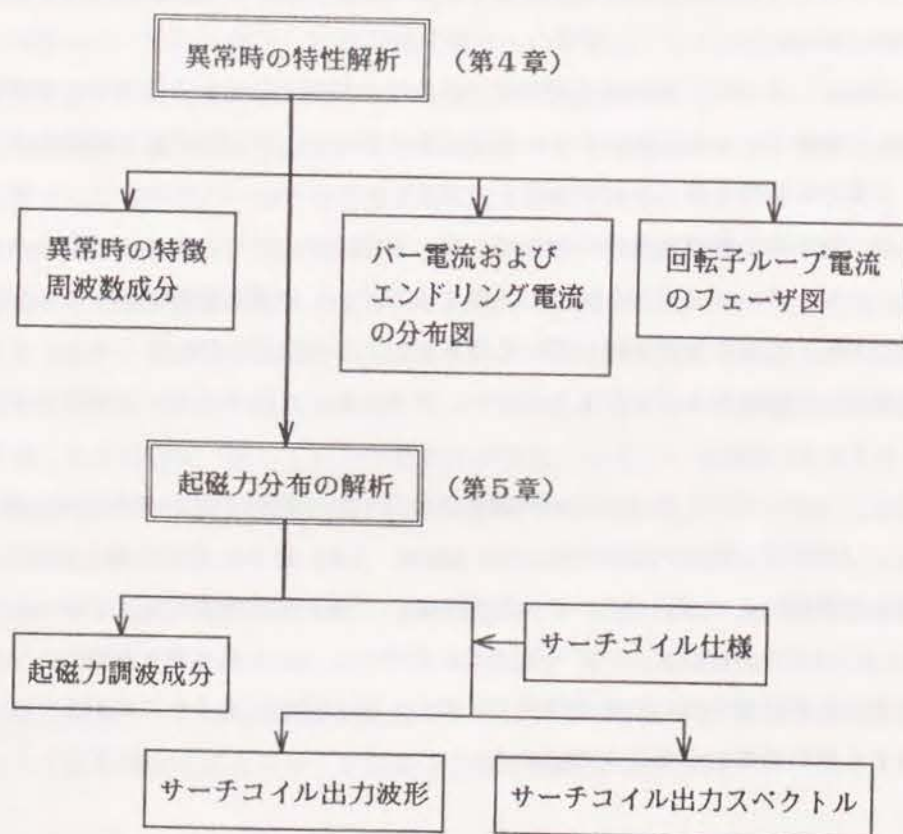


図5-1 解析の流れ

## 5.2.1 かご形回転子のループ電流

前章では、解析結果の把握を容易にするため、回転子側の諸量は全て固定子に換算したが、本章では、回転子の起磁力解析のために回転子側の諸定数および回転子ループ電流等は回転子側の量を用いる。なお、以下で使用する記号等は第4章と同一とする。

図5-2は前章の図4-11に対応したバー異常時の回転子ループ電流のフェーザ図である。同図より、回転子バーの数を  $n$  とすると、異常状態における回転子ループ電流  $i_{rk}(t)$  ( $k=1,2,3,\dots,n$ ) は、 $s$  をすべり、 $\omega_1$  を電源角周波数、 $t$  を時間とすると、

$$i_{rk}(t) = I_{rk} \cos(s\omega_1 t - \varphi_{rk}) \quad \dots\dots\dots (5-1)$$

と表せることがわかる。ここで、 $I_{rk}$  および  $\varphi_{rk}$  は、 $k$  番目のループ電流の振幅および位相を表す。一方、正常時には、同図(a)より各回転子ループ電流は平衡しており、

$$\left. \begin{aligned} I_{rk} &= I_r \quad (k=1,2,3,\dots,n) \\ \varphi_{rk} &= \frac{2\pi P}{n}(k-1) + \varphi_{r0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5-2)$$

となる。

## 5.2.2 回転子および固定子起磁力分布

図5-3に示すように、回転子ループ電流  $i_{r1}(t)$  による起磁力  $f_{r1}(x, t)$  は次式で与えられる。

$$f_{r1}(x, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2i_{r1}(t)}{\nu\pi} \sin\left(\frac{\nu\pi}{n}\right) \cos(\nu x) \quad \dots\dots\dots (5-3)$$

ただし、 $\nu$  : 空間高調波次数、 $x$  : 回転子の位置角 (機械角) である。また、同様に、 $k$  番目のループ電流  $i_{rk}(t)$  による起磁力  $f_{rk}(x, t)$  は、

$$f_{rk}(x, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2i_{rk}(t)}{\nu\pi} \sin\left(\frac{\nu\pi}{n}\right) \cos\left[\nu\left\{x - \frac{2\pi}{n}(k-1)\right\}\right] \quad \dots\dots\dots (5-4)$$

となる。ここで、(5-1)式の異常状態における回転子ループ電流  $i_{rk}(t)$  を(5-4)式に代入し、 $k=1,2,3,\dots,n$  の全てのループについて合成すると、

$$\begin{aligned} F_r(x, t) &= \sum_{k=1}^n f_{rk}(x, t) \\ &= \sum_{k=1}^n \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2I_{rk}}{\nu\pi} \sin\left(\frac{\nu\pi}{n}\right) \cos(s\omega_1 t - \varphi_{rk}) \cos\left[\nu\left\{x - \frac{2\pi}{n}(k-1)\right\}\right] \end{aligned}$$

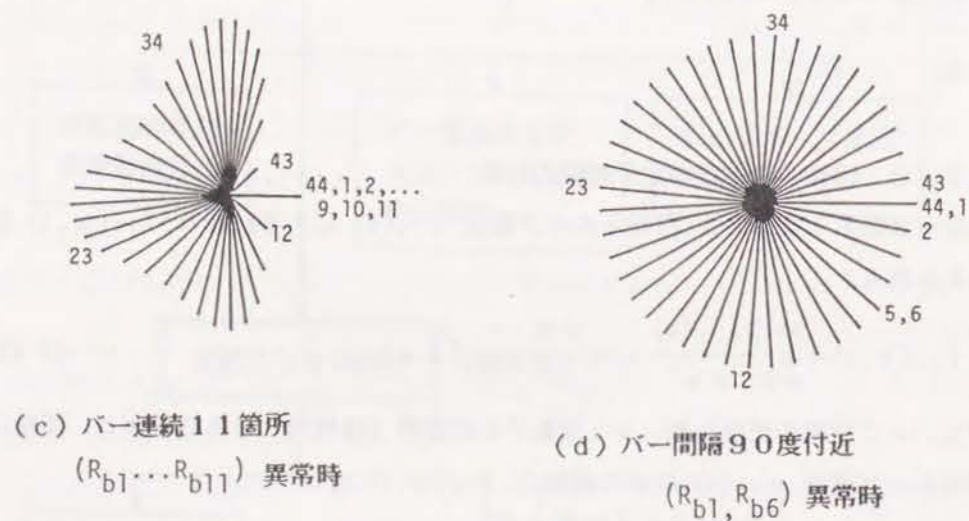
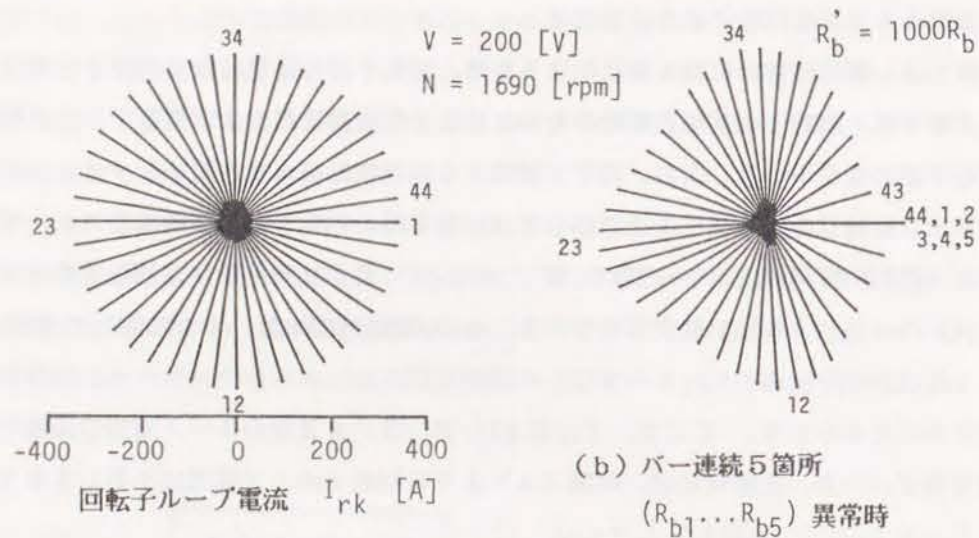


図5-2 回転子ループ電流のフェーザ図

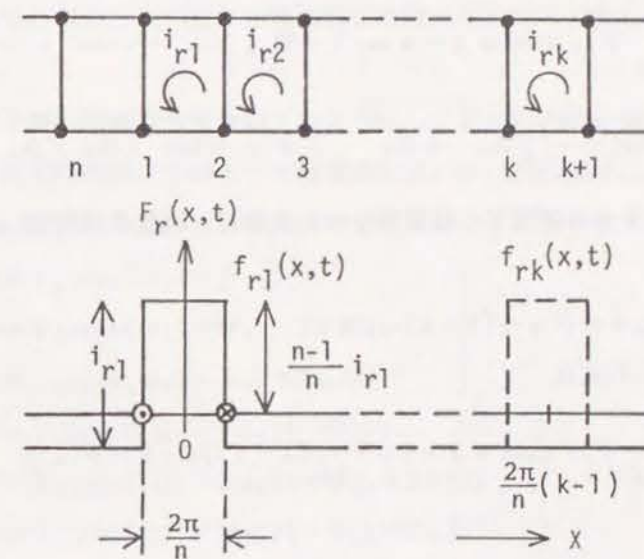
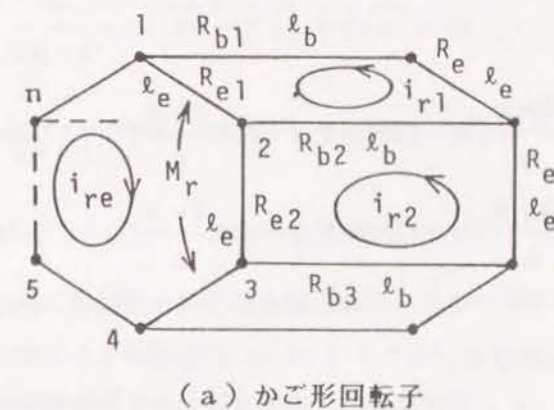


図5-3 回転子ループ電流による起磁力分布



$$= \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm \infty} \sum_{k=1}^n \frac{I_{rk}}{\nu \pi} \sin\left(\frac{\nu \pi}{n}\right) \cos\left[\nu x - s \omega_1 t - \frac{2\nu \pi}{n}(k-1) + \varphi_{rk}\right] \quad \dots\dots\dots(5-5)$$

となる。さらに、

$$\left. \begin{aligned} A_\nu &= \sum_{k=1}^n I_{rk} \left[ \sin\left\{\frac{2\nu \pi}{n}(k-1)\right\} \sin \varphi_{rk} + \cos\left\{\frac{2\nu \pi}{n}(k-1)\right\} \cos \varphi_{rk} \right] \\ B_\nu &= \sum_{k=1}^n I_{rk} \left[ \sin\left\{\frac{2\nu \pi}{n}(k-1)\right\} \cos \varphi_{rk} - \cos\left\{\frac{2\nu \pi}{n}(k-1)\right\} \sin \varphi_{rk} \right] \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(5-6)$$

とおくと、(5-5)式は次式となる。

$$F_r(x, t) = \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm \infty} \frac{1}{\nu \pi} \sin\left(\frac{\nu \pi}{n}\right) [A_\nu \cos(\nu x - s \omega_1 t) + B_\nu \sin(\nu x - s \omega_1 t)] \\ = \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm \infty} F_{r\nu} \cos(\nu x - s \omega_1 t - \varphi_{r\nu}) \quad \dots\dots\dots(5-7)$$

ただし、 $F_{r\nu} = \frac{1}{\nu \pi} \sin\left(\frac{\nu \pi}{n}\right) \sqrt{A_\nu^2 + B_\nu^2}$ 、 $\varphi_{r\nu} = \tan^{-1}(B_\nu / A_\nu)$ である。

また、回転子の位置角  $x$  から固定子の位置角  $y$  への変換は、回転角速度を  $\omega_m$ 、極対数を  $P$  とすると、

$$P y = P x + \omega_m t = P x + (1-s) \omega_1 t \quad \dots\dots\dots(5-8)$$

の関係式が成立ち、(5-7)式は、

$$F_r(y, t) = \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm \infty} F_{r\nu} \cos\left[\nu y - \left\{s + \frac{\nu}{P}(1-s)\right\} \omega_1 t - \varphi_{r\nu}\right] \quad \dots\dots\dots(5-9)$$

となる。

一方、正常時には、回転子ループ電流は平衡し(5-2)式が成立することから、(5-5)式は、

$$F_r(x, t) = I_r \sin\left(\frac{P \pi}{n}\right) / \left(\frac{P \pi}{n}\right) \left[ \frac{1}{P} \cos(P x - s \omega_1 t + \varphi_{r0}) + \frac{1}{n-P} \cos\{(n-P)x + s \omega_1 t - \varphi_{r0}\} \right]$$

$$\begin{aligned} & - \frac{1}{n+P} \cos\{(n+P)x - s \omega_1 t + \varphi_{r0}\} \\ & - \frac{1}{2n-P} \cos\{(2n-P)x + s \omega_1 t - \varphi_{r0}\} \\ & + \frac{1}{2n+P} \cos\{(2n+P)x - s \omega_1 t + \varphi_{r0}\} \\ & + \dots\dots \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(5-10)$$

となる。以上より、かご形回転子が正常な場合には、主要な調波成分は極対数の  $P$  次調波成分が固定子側で観測すると角周波数  $\omega_1$  のところに現れるが、異常時には、 $\nu = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$  の空間調波成分が、固定子側では角周波数  $\{s + (1-s)\nu/P\} \omega_1$  のところに現れることがわかる。また、以下に述べる固定子起磁力の  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分は、(5-9)式の回転子起磁力において  $\nu = -P$  とおいた  $\{s - (1-s)\} \omega_1 = (\omega_1 - 2\omega_m)$  成分と対応していること、すなわち極対数の次数で逆方向に回転している調波成分であることがわかる。

一方、固定子側の起磁力分布は以下のようにして求められる。第4章の解析結果より、かご形回転子異常時の固定子の  $a \sim c$  相電流には、 $\omega_1$  成分の  $i_{sa1}(t) \sim i_{sc1}(t)$  および  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分の  $i_{sa2}(t) \sim i_{sc2}(t)$  が含まれ、それぞれ次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} i_{sa1}(t) &= I_{s1} \cos(\omega_1 t - \varphi_{s1}) \\ i_{sb1}(t) &= I_{s1} \cos(\omega_1 t - \varphi_{s1} - 2\pi/3) \\ i_{sc1}(t) &= I_{s1} \cos(\omega_1 t - \varphi_{s1} + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(5-11)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{sa2}(t) &= I_{s2} \cos\{(\omega_1 - 2\omega_m)t - \varphi_{s2}\} \\ i_{sb2}(t) &= I_{s2} \cos\{(\omega_1 - 2\omega_m)t - \varphi_{s2} + 2\pi/3\} \\ i_{sc2}(t) &= I_{s2} \cos\{(\omega_1 - 2\omega_m)t - \varphi_{s2} - 2\pi/3\} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(5-12)$$

ただし、 $I_{s1}$  および  $\varphi_{s1}$  :  $\omega_1$  成分の振幅および位相、 $I_{s2}$  および  $\varphi_{s2}$  :  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分の振幅および位相であり、当然、正常時には、 $I_{s2} = 0$  である。ここで、三相固定子巻線は平衡しているので、 $k_{w\nu}$  を  $\nu$  次の巻線係数 (これは、電気角に対する次数であり、機械角に対しては  $(\nu P)$  次となる)、 $q$  を毎極毎相のスロット数、 $N_1$  を1スロット当りの導体数とすると、その起磁力分布は次式で与えられる。



$$\begin{aligned}
F_s(y, t) = & \frac{3q N_1 I_{s1}}{\pi} [k_{w1} \cos(Py - \omega_1 t + \varphi_{s1}) \\
& + \frac{k_{w5}}{5} \cos(5Py + \omega_1 t - \varphi_{s1}) + \frac{k_{w7}}{7} \cos(7Py - \omega_1 t + \varphi_{s1}) \\
& + \dots] \\
& + \frac{3q N_1 I_{s2}}{\pi} [k_{w1} \cos\{Py + (\omega_1 - 2\omega_m)t - \varphi_{s2}\} \\
& + \frac{k_{w5}}{5} \cos\{5Py - (\omega_1 - 2\omega_m)t + \varphi_{s2}\} \\
& + \frac{k_{w7}}{7} \cos\{7Py + (\omega_1 - 2\omega_m)t - \varphi_{s2}\} + \dots]
\end{aligned}
\tag{5-13}$$

ここで、回転子起磁力と同様、 $i_{s2}(t)$  成分による起磁力調波成分は逆方向に回転することに留意しておく必要がある。また、仮定より以下の解析においては、(5-9)式の回転子起磁力に対応する項のない 5P、7P、… 次の固定子側の空間調波成分は無視する。

以上より、回転子および固定子を合成した起磁力分布  $F(y, t)$  は次式となる。

$$\begin{aligned}
F(y, t) &= F_r(y, t) + F_s(y, t) \\
&= \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm \infty} F_\nu \cos(\nu y - \omega_\nu t - \varphi_\nu) \dots \dots \dots (5-14)
\end{aligned}$$

ただし、 $\omega_\nu = \{s + (1-s)\nu / P\} \omega_1$  である。

以上の起磁力分布の一例として、図5-4に後述する供試機でバー連続3箇所切れの場合について求めた結果を示す。同図において、(a) 回転子座標による回転子起磁力分布： $F_r(x, t)$ 、(b) 固定子座標による回転子起磁力分布： $F_r(y, t)$ 、(c) 固定子起磁力分布： $F_s(y, t)$ 、および (d) 合成起磁力分布： $F(y, t)$  である。同図 (a) より、回転子座標系では、起磁力分布が異常箇所で歪む様子がわかり、これが (b) の固定子座標系では、すべり分だけ移動起磁力からわずかに遅れていることがわかる。さらに (d) の合成起磁力分布では、 $\nu = P$  の固定子側の基本波成分と回転子のそれとが打ち消し合っており、励磁電流分に相当する基本波の起磁力分布に異常の起磁力分布が重畳されていることがわかる。なお、図5-4の場合、調波の打ち切り次数は、固定子側は基本波のみであり、

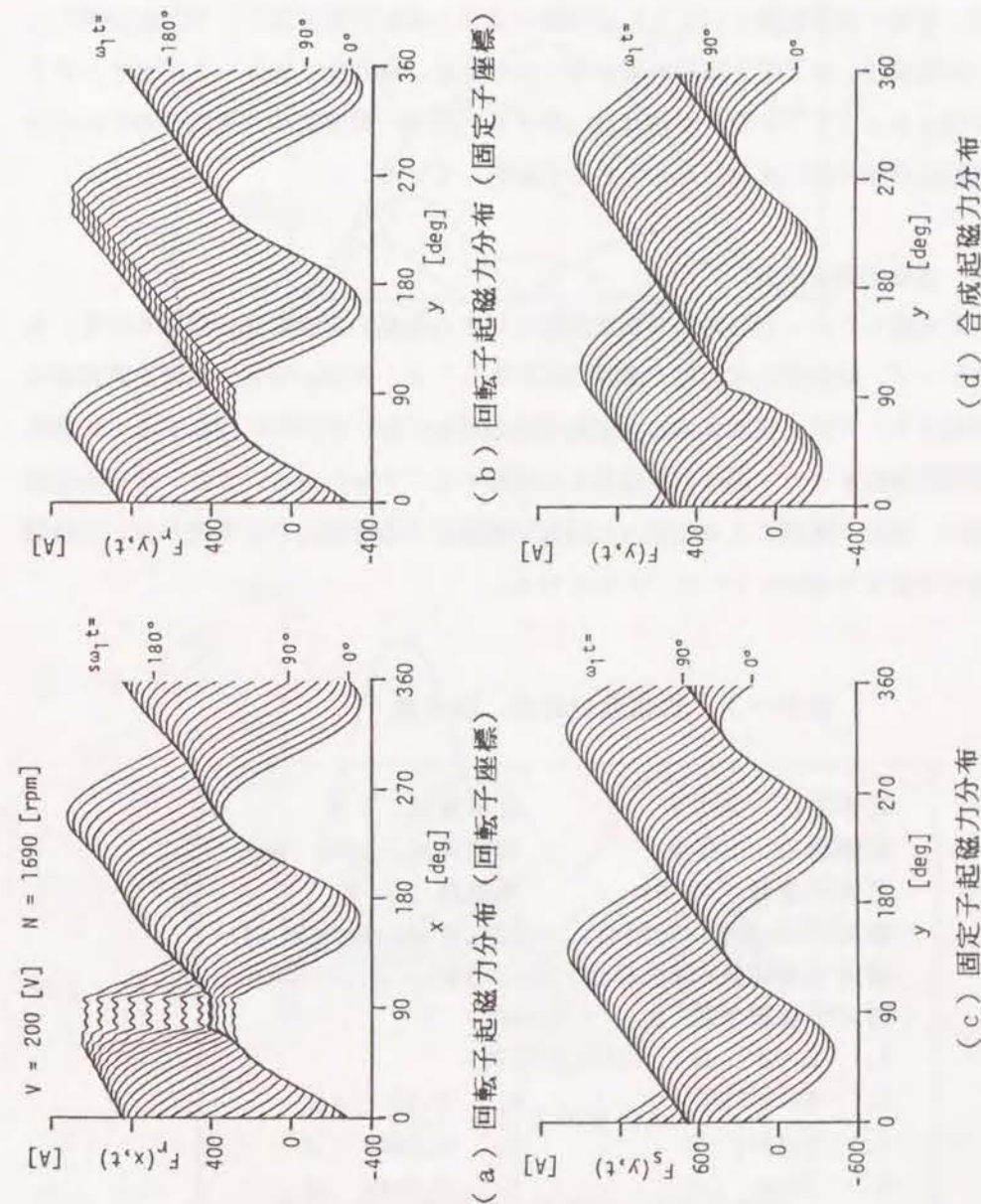


図5-4 起磁力分布図の一例 (バー連続3箇所異常時)



回転子側は回転子スロットの影響が現れる  $(n-P) = 4$  次調波以下の  $\nu = \pm 40$  次までとした。

### 5.3 異常状態の調波成分

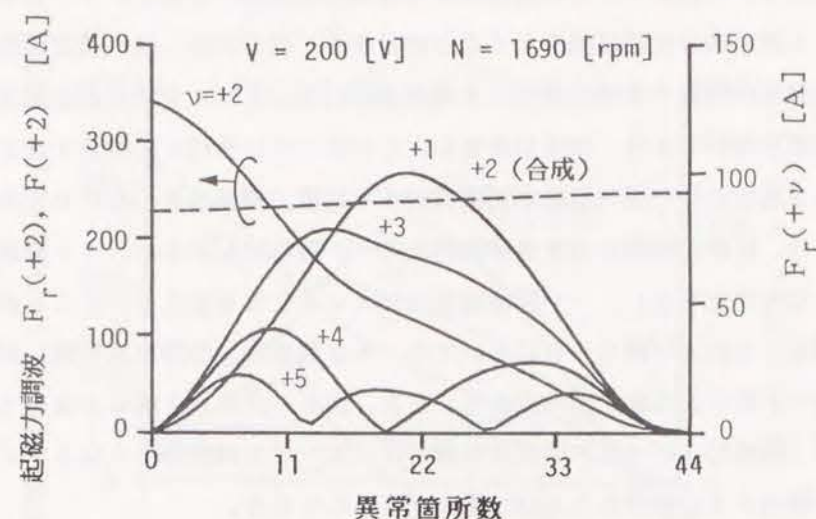
ここでは、各種の異常状態に対する起磁力調波成分の解析結果を検討する。数値例として使用する供試機は、第4章と同一のもので、その定格、諸定数を表5-1に示す。また、以下のバー切れおよびエンドリング切れは、第4章と同様、異常箇所の抵抗値がそれぞれ正常時の抵抗値の1000倍に変化したものとして解析している。

#### 5.3.1 起磁力調波成分

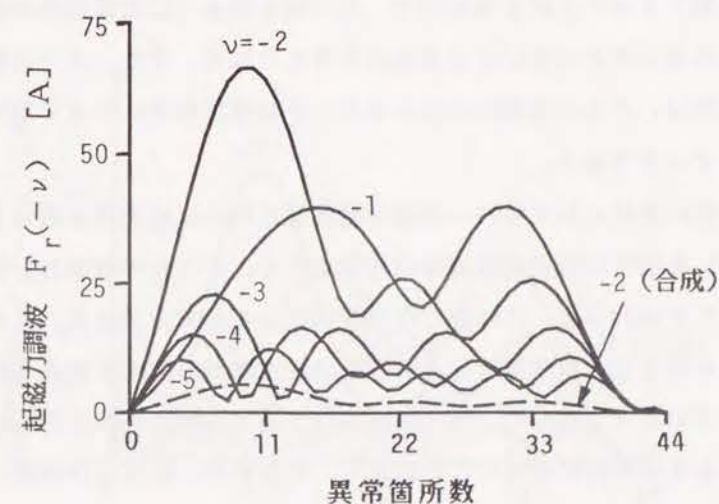
図5-5に連続したバー切れ時の異常箇所数に対する起磁力調波成分の関係を示す。なお、同図において、破線は合成起磁力成分 ( $\nu = \pm P$ ) を、実線は回転子起磁力調波成分を示す。同図より、5箇所程度までの異常箇所数の増加では、正方向に回転する  $+\nu$  調波および逆方向に回転する  $-\nu$  調波の両成分とも増加することがわかる。また、破線の合成起磁力成分は、固定子電流による起磁力と回転子電流による起磁力が打ち消し合い、励磁電流に相当する値まで減少していることもわかる。

表5-1 供試機の定格、諸定数

定格電圧: 200 V	定格電流: 2 A
定格出力: 400 W	回転速度: 1690 rpm
定格周波数: 60 Hz	極対数 $P = 2$
固定子スロット数: 36 ( $q=3$ )	回転子スロット数 $n = 44$
固定子導体数(毎極毎相) $N_1 = 174$	
固定子巻線係数 $k_{w1} = 0.960$	
$R_s: 5.92 \ \Omega$	
$R_b: 89.2 \ \mu\Omega$	$R_e: 1.75 \ \mu\Omega$
$L_s: 0.1911 \ \text{H}$	$M_s: -0.0882 \ \text{H}$
$M: 75.2 \ \mu\text{H}$	$M_r: 0.0160 \ \mu\text{H}$
$\ell_b: 0.322 \ \mu\text{H}$	$\ell_e: 0.00632 \ \mu\text{H}$



(a)  $+\nu$  次調波成分



(b)  $-\nu$  次調波成分

図5-5 連続バー異常時の起磁力調波

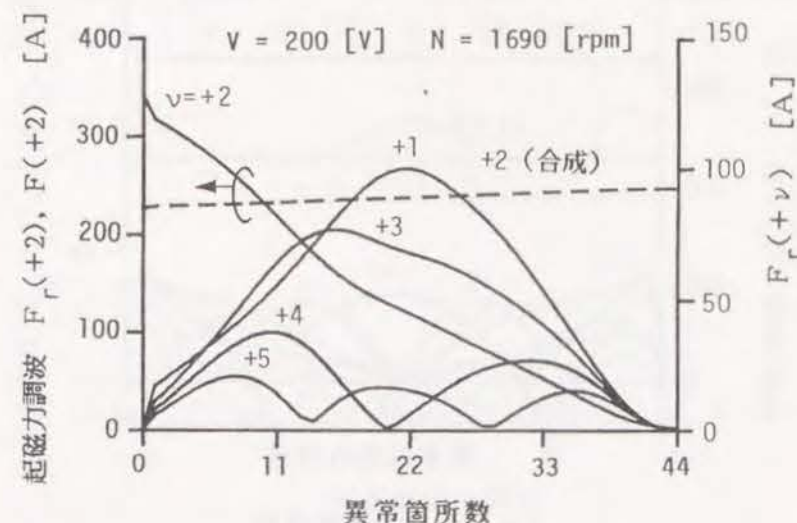
同様に、図5-6は連続したエンドリング切れの異常箇所数と起磁力調波成分の関係を求めたものである。同図より、5箇所程度までは異常箇所数とともに、 $+\nu$ 調波成分は増加するが、 $-\nu$ 調波成分は逆に減少することがわかる。なお実際上は、異常箇所の増加とともに、異常箇所の回転子の鉄心部分にも電流が流れることや、空間高調波成分を無視して求めた電流解を用いており、仮定が成立しにくくなっていることに留意する必要がある。

図5-7は2箇所のバー切れ位置の間隔に対する起磁力調波成分の変化を求めた結果である。同図より、位置の間隔に対する空間的なモード数を $M$ とすると、 $+\nu$ 調波成分は $M = |\nu - P|$ なる変化を示し、 $-\nu$ 調波成分は $M = \nu + P$ なる変化を示すことがわかる。なお、先の図5-5および図5-6においても、 $+\nu$ 調波成分の異常箇所数に対する変化には、このモード数による変化がみられる。また、図5-7からも明らかなように、電気角度で360度（間隔22スロット）の異常状態では、零となる調波が多くなり、 $\nu = \pm 4$ 次（ $2P$ 次）を検出する必要がある点は注意すべきことである。

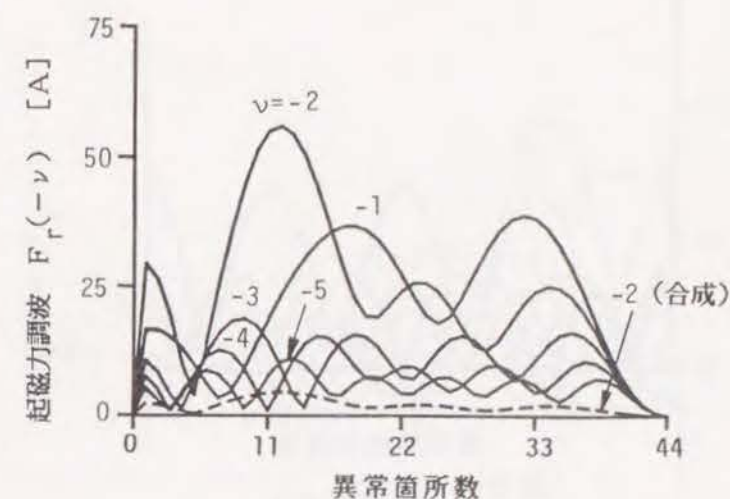
図5-8は2箇所のエンドリング切れ位置の間隔に対する起磁力調波成分の変化の結果であり、この場合は図5-7のバー切れのような明確な変化を示していない。この理由は、第4章の図4-4と同様に、エンドリング切れの影響はその異常箇所に近い程強く現れ、遠くなると徐々に弱くなることによるもので、バー切れのように異常箇所の近傍のみに異常の影響が強く現れることとの違いによるものと考えられる。また、バーの場合と同様、電気角で360度の異常は、 $\pm 4$ 次成分のみ現れるが、その値は非常に小さくなり検出が困難となることに注意すべきである。

図5-9は回転速度の変化に対するバー連続3箇所切れ時の起磁力調波成分を求めたもので、すべりの小さい範囲では低次調波成分の方が大きく、すべりの増加とともに高次調波成分が大きくなることがわかる。これは、次の理由によると考えられる。まず、すべりの増加とともに電流も増加し、異常箇所をその周囲の正常部が補償する割合も増加する。これにより、図5-2のループ電流のフェーズ図では、異常箇所以外の正常部のループ電流の大きさと位相がより正常値に近付くことになる。すなわち、正常部は円形に近くなり、異常箇所のみが歪むことになるためである。

ここで、第4章の図4-5、図4-6および図4-10の固定子電流やトルクの調波成分の変化と上記図5-5～図5-8とを比較すると、当然のことではあるが、図4-5等は起磁力調波成分の $\nu = \pm P$ （ $= \pm 2$ ）次の場合のみを求めていることになっている。これより、ギャップ磁束すなわち起磁力調波成分に着目することにより、電流や電力波形の



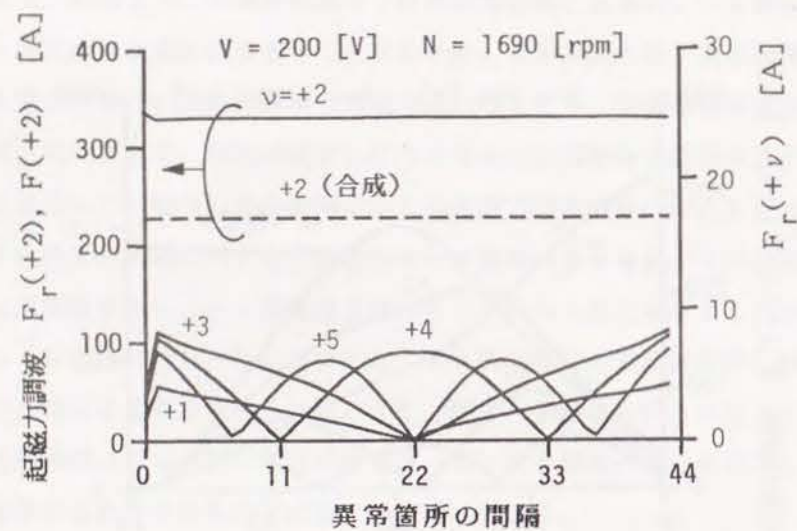
(a)  $+\nu$ 次調波成分



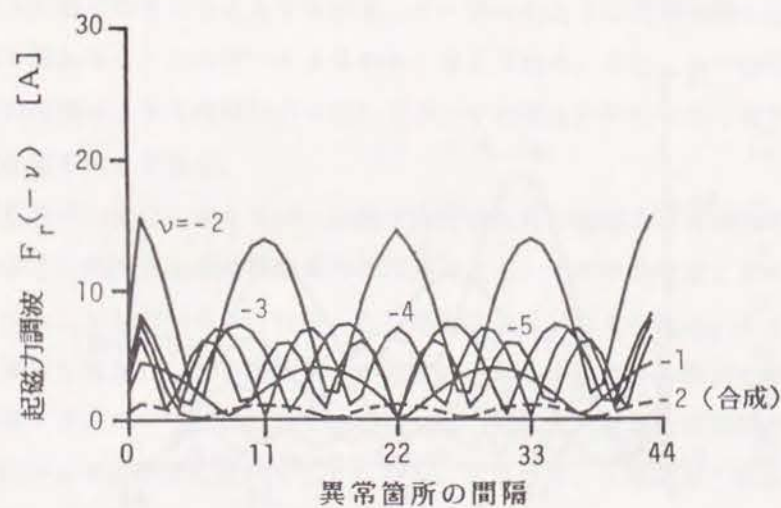
(b)  $-\nu$ 次調波成分

図5-6 連続エンドリング異常時の起磁力調波



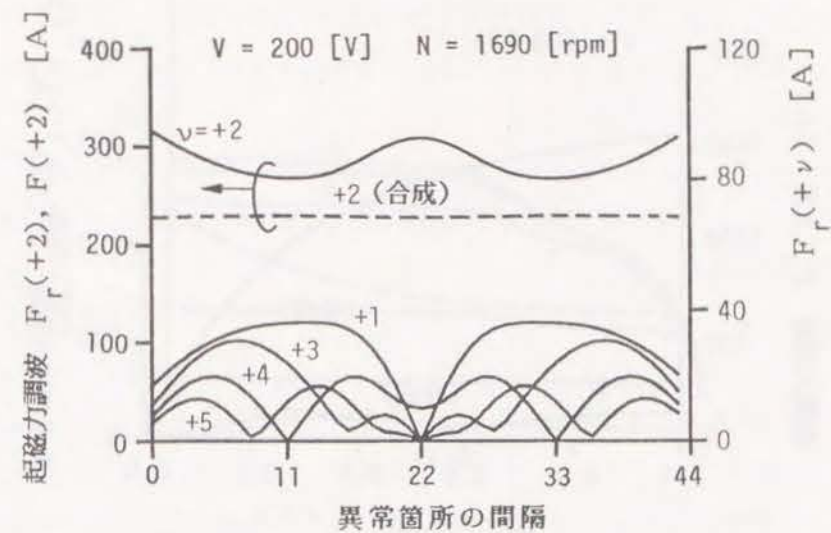


(a)  $+\nu$  次調波成分

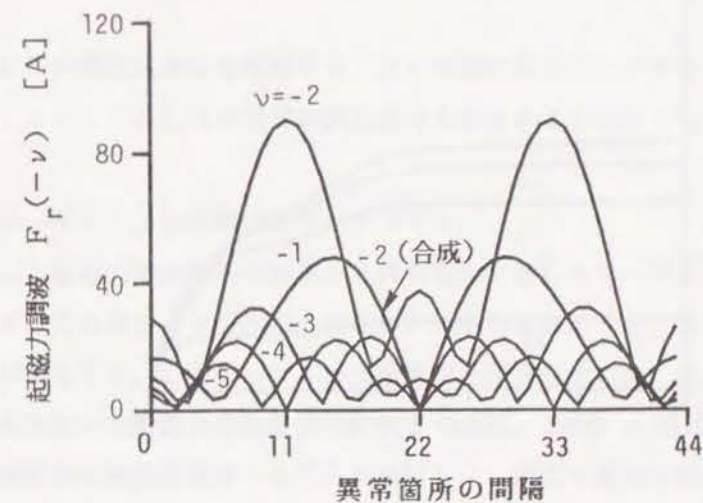


(b)  $-\nu$  次調波成分

図5-7 バー2箇所異常時の起磁力調波

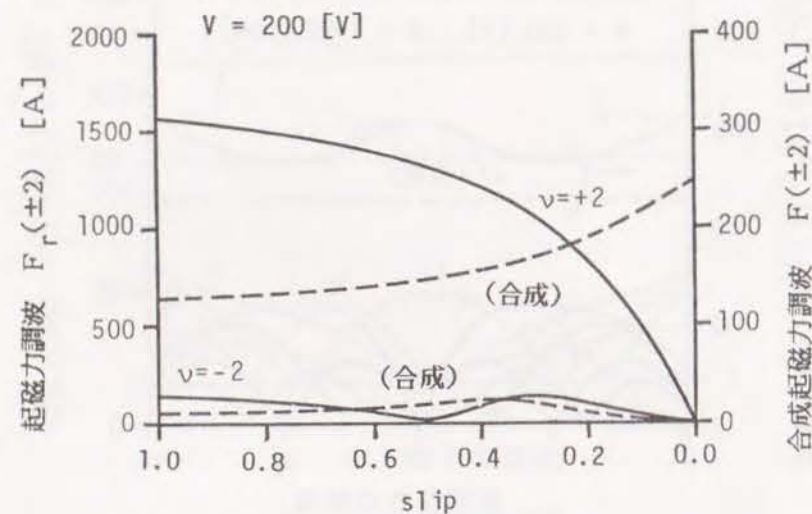


(a)  $+\nu$  次調波成分

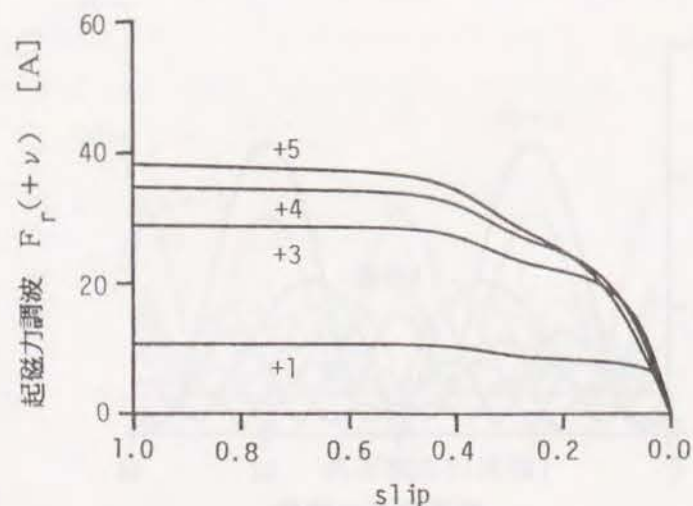


(b)  $-\nu$  次調波成分

図5-8 エンドリング2箇所異常時の起磁力調波

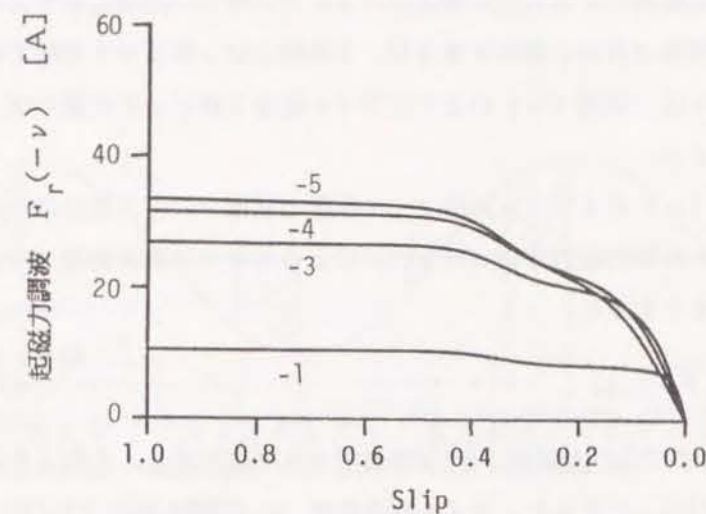


(a)  $\pm 2$  次調波成分



(b)  $+\nu$  次調波成分

図 5-9 速度-起磁力調波の関係  
(バー連続 3 箇所異常時)



(c)  $-\nu$  次調波成分

図 5-9 速度-起磁力調波の関係  
(バー連続 3 箇所異常時)

調波成分以外の調波成分にも着目することが可能になることがわかる。以上の点を考慮して、次に、 $\nu = \pm P$  次以外の異常の調波成分を検出する方法について検討する。

### 5.3.2 ギャップ磁束検出用サーチコイル

ここでは、起磁力調波解析の結果から異常検出に適したサーチコイルの形について検討する。まず、先の図 5-4 の起磁力分布からも明らかなように、異常箇所付近では起磁力分布に歪が発生する。したがって、検出感度を上げるためには、基本調波成分である  $\nu = +P$  次調波を除いた歪成分のみを検出すべきである。また、 $\nu = -P$  次の調波成分も先の起磁力調波成分の解析結果からも明らかなように、電流や電力波形に含まれている成分であり、かつギャップ磁束では固定子電流成分より小さい信号となっている。したがって、 $\nu = -P$  次の調波成分をサーチコイルで検出する必要はない。なお、実際的には、設置が容易な固定したサーチコイルを用いるので、 $\nu = P$  次成分を除くようなコイルを用いると、必然的に  $\nu = -P$  次成分も除去される。これらの点を考慮し、 $\nu = \pm P$  次を除くようにす



るには、図5-10(a)に示すように異常箇所を含むコイルと含まないコイルの2個用意し、差動または和動接続とする方法が考えられる。この場合、同図に示すように多極機では2個のコイルの間隔は自由に選択できるが、2極機では1極ピッチ間隔で和動接続とする。また、多極機では、同図(b)のようにコイル幅を2極ピッチに選べば、サーチコイルとしては1個でよい。

次に、図5-10(a)および(b)のコイル配置の状態での出力電圧について検討する。(5-14)式で与えられる起磁力分布  $F(y, t)$  によるギャップ磁束密度  $B(y, t)$  は、ギャップを平滑であるとする、

$$B(y, t) = \frac{\mu_0}{\delta_c} F(y, t) \quad \dots\dots\dots(5-15)$$

となる。ここで、 $\mu_0$ は空気の透磁率、 $\delta_c$ は等価ギャップ長である。これより、ギャップ半径を  $R_c$ 、有効長さを  $L_c$  とすると、コイル幅の角度  $z_1$ 、巻数  $m_1$ 、コイル中心位置角  $y_1$  なるコイルに誘導される電圧  $e_1(y_1, t)$  は(5-14)、(5-15)式より次式でとなる。

$$\begin{aligned} e_1(y_1, t) &= -m_1 \frac{d}{dt} \int_{y_1 - z_1/2}^{y_1 + z_1/2} B(y, t) L_c R_c dy \\ &= \frac{2\mu_0 m_1 L_c R_c}{\delta_c} \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{\sin(\nu z_1/2)}{\nu} \\ &\quad \times \omega_\nu F_\nu \sin(\nu y_1 - \omega_\nu t - \varphi_\nu) \quad \dots\dots\dots(5-16) \end{aligned}$$

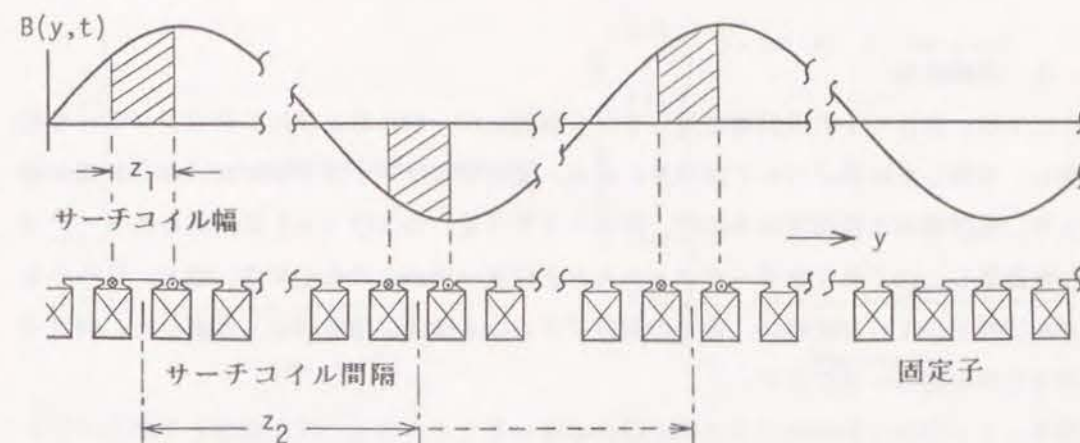
図5-10(a)の2個の場合は、両コイルの間隔の角度を  $z_2$ 、両コイルの中心位置角を  $y_0$ 、コイル1およびコイル2の中心位置角をそれぞれ  $y_1$  および  $y_2$  とすると、

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= y_0 - z_2/2 \\ y_2 &= y_0 + z_2/2 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(5-17)$$

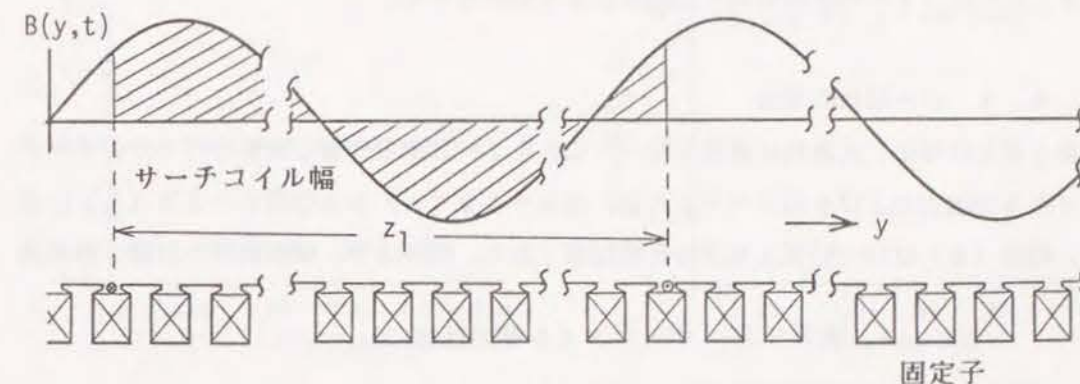
であり、和動接続の場合の出力  $e_o(y_0, t)$  は、(5-16)式より、

$$\begin{aligned} e_o(y_0, t) &= e_1(y_1, t) + e_2(y_2, t) \\ &= \frac{4\mu_0 m_1 L_c R_c}{\delta_c} \sum_{\nu=\pm 1}^{\pm\infty} \frac{\sin(\nu z_1/2)}{\nu} \cos(\nu z_2/2) \\ &\quad \times \omega_\nu F_\nu \sin(\nu y_0 - \omega_\nu t - \varphi_\nu) \quad \dots\dots\dots(5-18) \end{aligned}$$

となる。なお、両コイルを差動接続した場合は、上式の  $\cos(\nu z_2/2)$  を  $-\sin(\nu z_2/2)$  に置き換えればよい。



(a) 2極機および多極機の場合



(b) 多極機の場合

図5-10 サーチコイルの形状と配置

以上の結果、(5-16)式で  $z_1$  を2極ピッチ角度に選んだ単一のサーチコイル、または(5-18)式より  $z_1$  を任意に選び、 $z_2$  を1極ピッチ角度として両コイルを和動接続したサーチコイルに関して、 $\nu = \pm P$  次調波成分を除去した後の出力電圧とその調波スペクトルが求められる。

#### 5.4 実測結果

ここでは、表5-1の供試機に対して、人為的にバー切れおよびエンドリング切れ等を模擬し、実験した結果について述べる。なお、使用するサーチコイルは5.3.2節の結果より、供試機が4極機であるので、図5-10(a)および(b)に対応したサーチコイルを用意し、以下各々をサーチコイルAおよびサーチコイルBとする。なお、これらのコイルは図5-10と同様に、各々の固定子スロット開部に接着剤にて固定した。両コイルの寸法等を表5-2に示す。

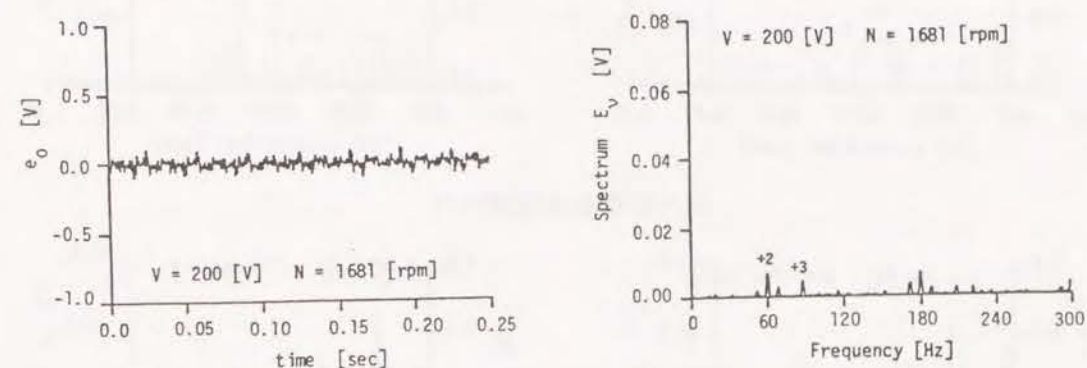
図5-11はかご形回転子が正常な場合のサーチコイルの出力電圧波形とそのスペクトルの実測結果である。同図のスペクトルには $\nu = +2$ 、 $+3$ 次の調波成分が少し現れているが、これはコイルの機械的な寸法誤差によるものである。

##### 5.4.1 バー切れの場合

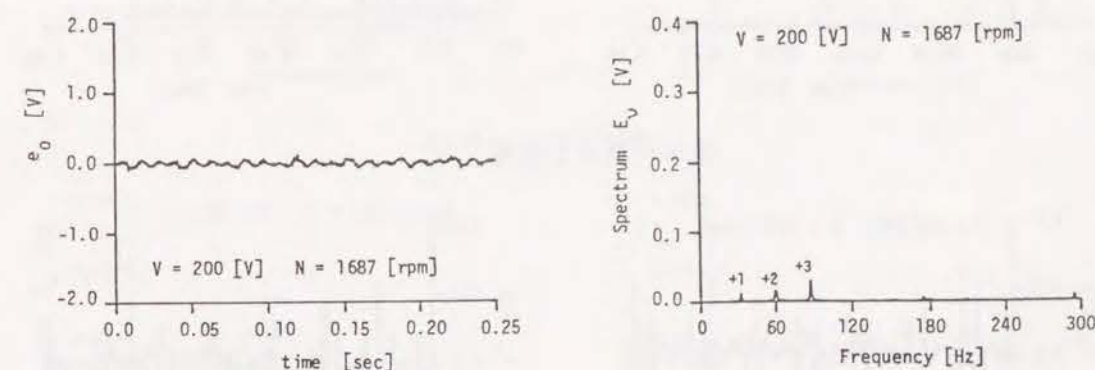
第4章と同様に、人為的に連続したバー切れを1~3箇所作製し実験を行った。サーチコイルAの出力およびそのスペクトルを、図5-12(a)および図5-13(a)に示す。同図(b)は(5-18)式より求めた理論値である。同図より、解析結果と同様、異常箇

表5-2 サーチコイル等の仕様

ギャップ長 $g_c$ 0.364 [mm]    ギャップ半径 $R_c$ 39.5 [mm] 有効長 $L_c$ 47.1 [mm]	
サーチコイルA	サーチコイルB
コイル幅 $z_1 R_c$ 5.0 [mm]	コイル幅 $z_1 R_c$ 124.0 [mm]
コイル間隔 $z_2 R_c$ 62.0 [mm]	
巻数 $m_1$ 5	巻数 $m_1$ 5



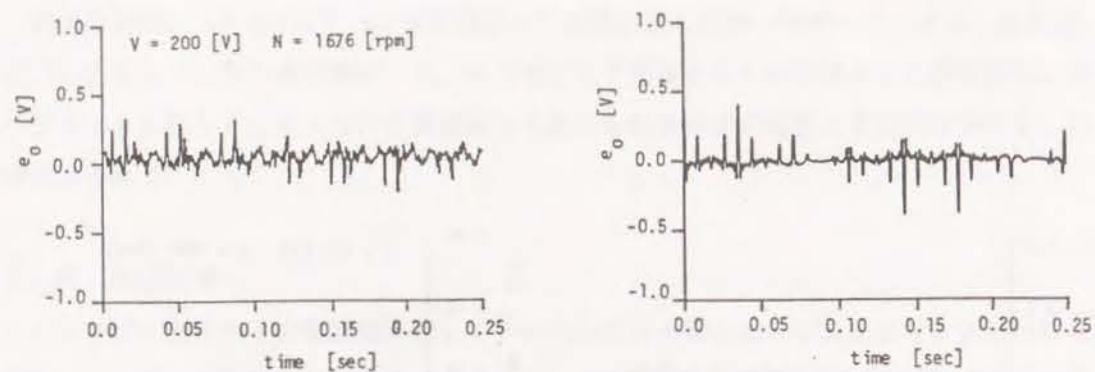
(a) サーチコイルA



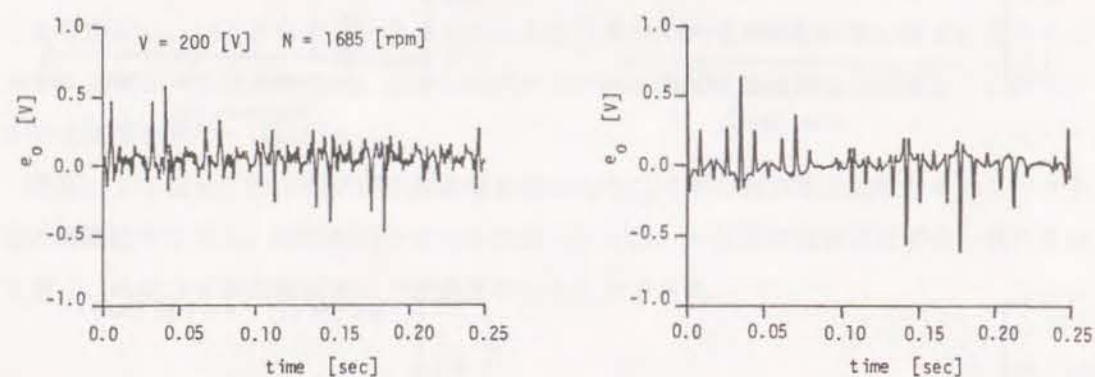
(b) サーチコイルB

図5-11 正常時のコイル出力波形とそのスペクトル

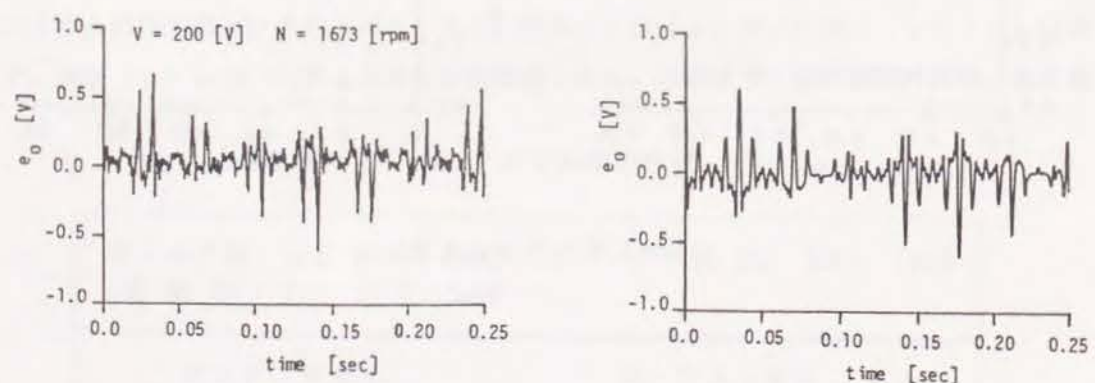




①バー切れ1箇所



②バー切れ2箇所

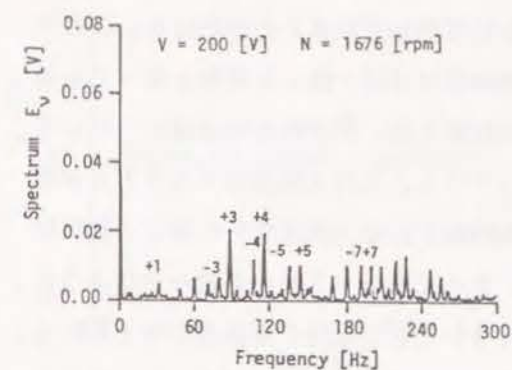


③バー切れ3箇所

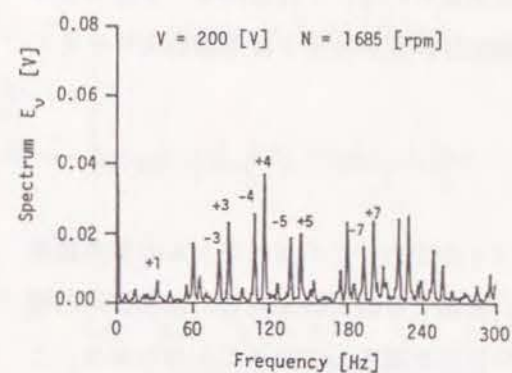
(a) 実測値

(b) 理論値

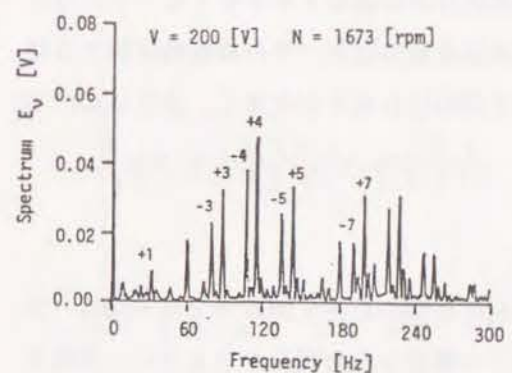
図5-12 サーチコイルAの出力波形(バー切れ時)



①バー切れ1箇所



②バー切れ2箇所



③バー切れ3箇所

(a) 実測値

(b) 理論値

図5-13 サーチコイルAの出力スペクトル(バー切れ時)

所の増加とともに+調波成分および-調波成分ともに増加していることがわかる。ここで、図5-12のコイル出力波形において、実測値と理論値はほぼ一致した波形となっていることがわかる。しかし、図5-13のスペクトルの比較では、周波数分布はほぼ一致しているが、実測結果の振幅は理論値の2/3程度となっている。これは実測のスペクトルが周波数的な広がりをもつこと、また実際には、異常な回転子起磁力調波成分も固定子側にはね返ることなどを無視しているためと考えられる。さらに表5-2からも明らかなように、コイルAのコイル幅がギャップ長に対して十分広くないことに起因する誤差も考えられる。サーチコイルBを使用した同様の結果を図5-14および図5-15に示す。コイルBについては出力波形にも実測値と理論値にわずかの差が見られる。これは図5-15のスペクトルの結果において、 $\nu = -1$ 、 $-3$ 次等の調波成分が実測結果では理論値より小さくなっているためと考えられる。

#### 5.4.2 エンドリング切れの場合

連続した1~3箇所のエンドリング切れ時の各コイル出力とそのスペクトルの実測結果と理論値の比較を図5-16~図5-19に示す。同図より解析結果同様、異常箇所の増加とともに、+調波成分は増加するが、-調波成分は逆に減少していることがわかる。この場合、コイルAの結果はほぼ5.4.1節のバー切れ時と同じであるが、コイルBに関しては図5-19から、実測結果では $\pm 1$ 次の調波成分が理論値より小さくなっていることがわかる。この理由は、 $\nu = \pm 1$ 次のような低次調波成分ほど、その周波数に対する回路インピーダンス値が小さいので、回転子と固定子間のはね返りが大きく、お互いに打ち消し合うためと考えられる。

#### 5.4.3 バーおよびエンドリング切れの場合

バーおよびエンドリング部の両方が連続して切れた状態の結果を図5-20~図5-23に示す。この場合には、図5-3のかご形回転子の構造からも明らかなように、連続した $k$ 箇所のバーおよびエンドリング切れは連続した $(k+1)$ 箇所のエンドリング切れに相当することになるので、図5-20~図5-23においても同じ結果となっていることがわかる。

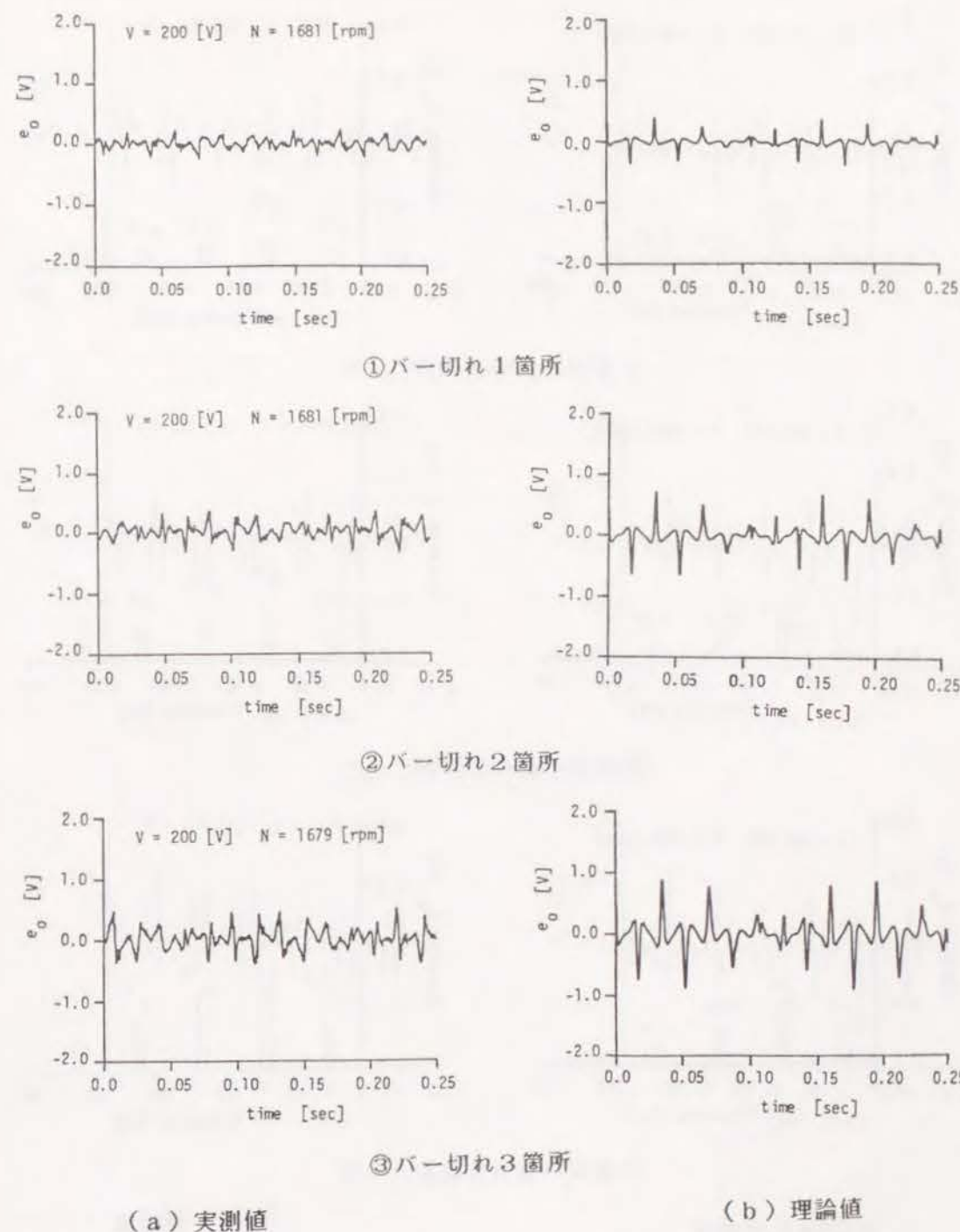
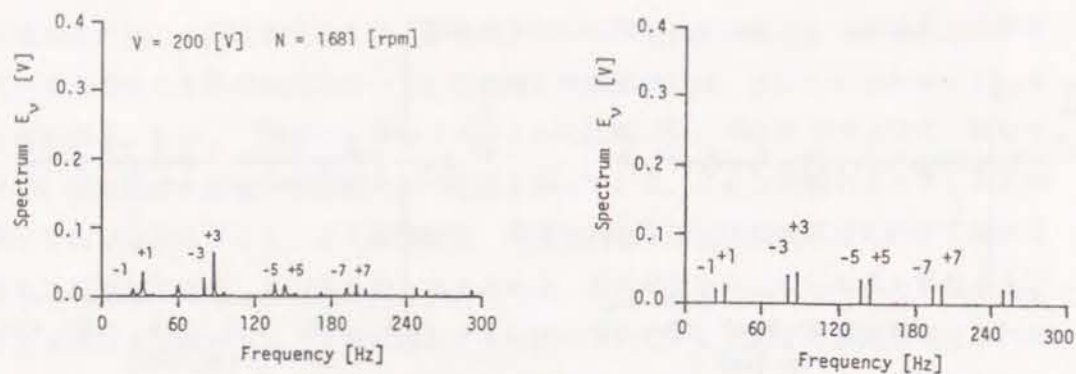
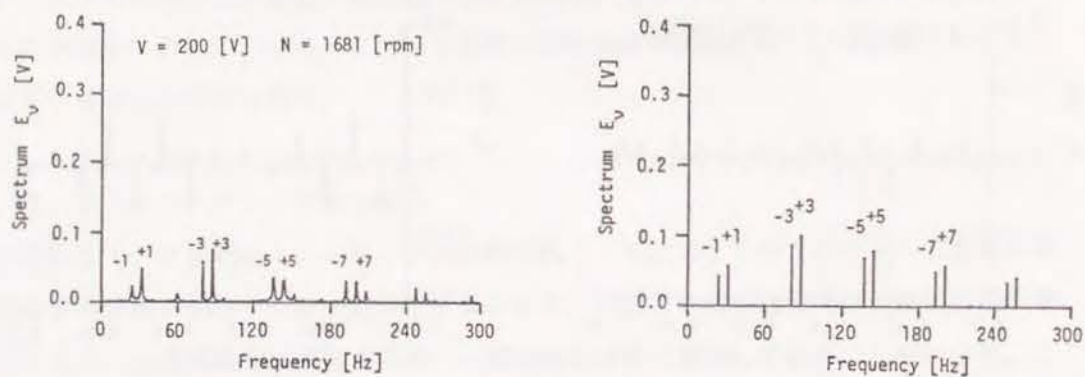


図5-14 サーチコイルBの出力波形(バー切れ時)

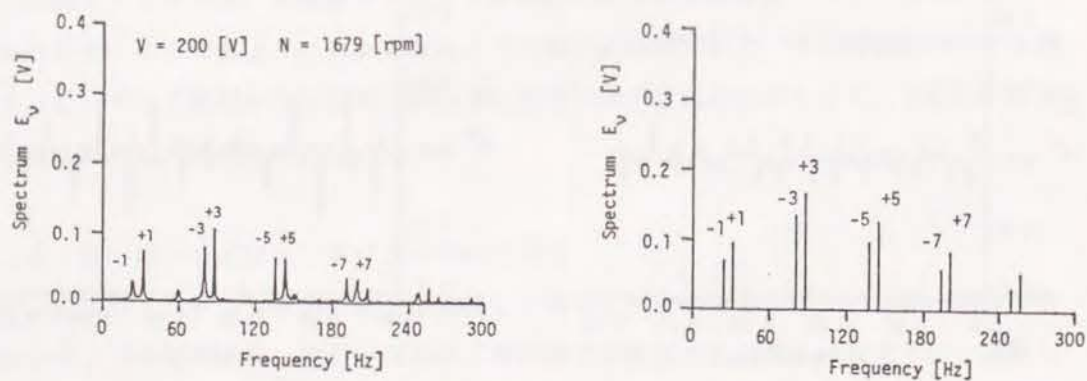




①バー切れ 1箇所



②バー切れ 2箇所

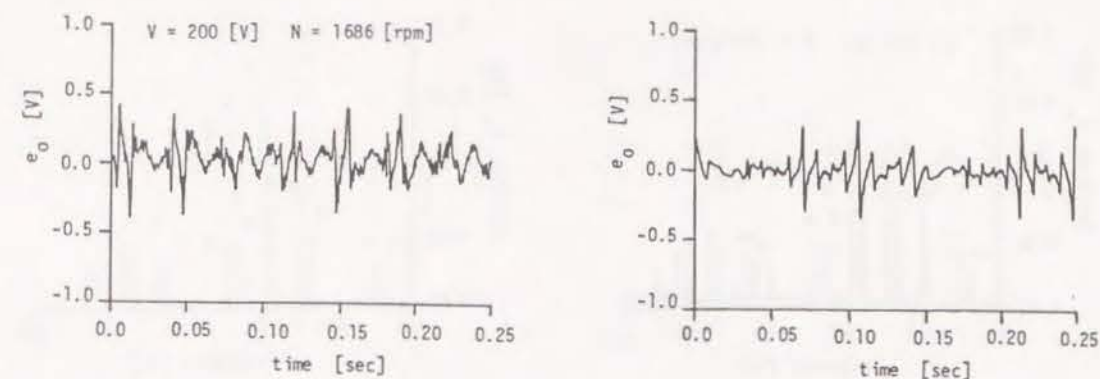


③バー切れ 3箇所

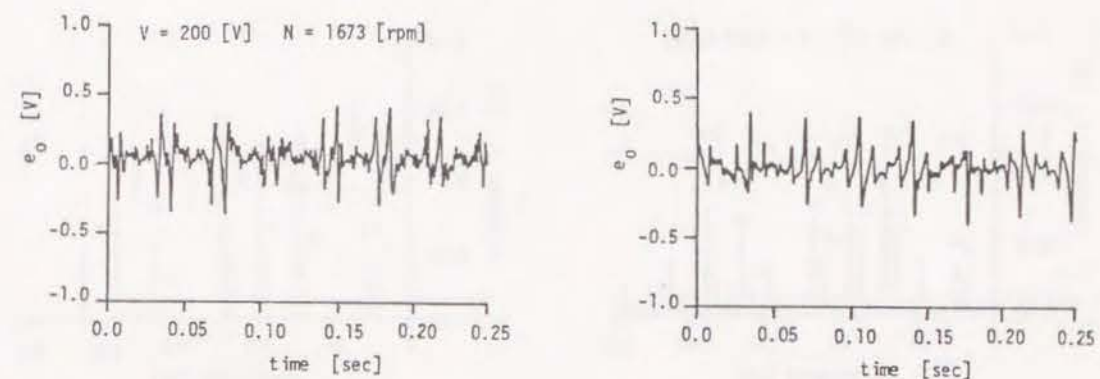
(a) 実測値

(b) 理論値

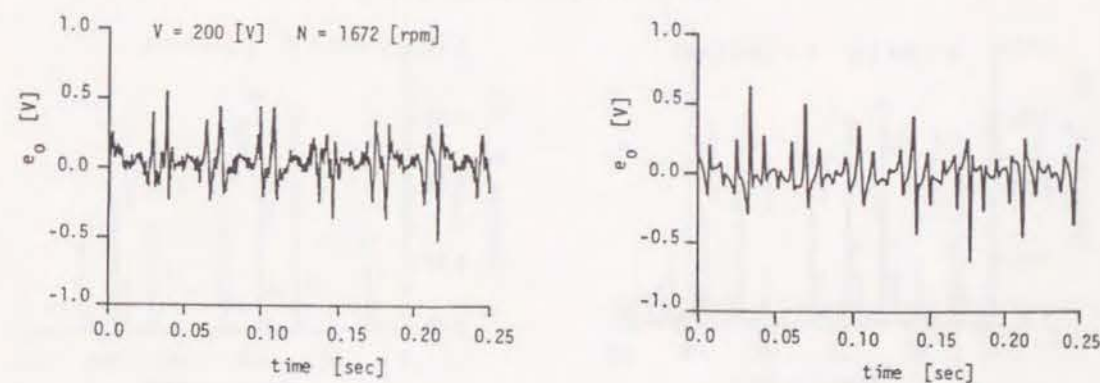
図5-15 サーチコイルBの出力スペクトル(バー切れ時)



①エンドリング切れ 1箇所



②エンドリング切れ 2箇所

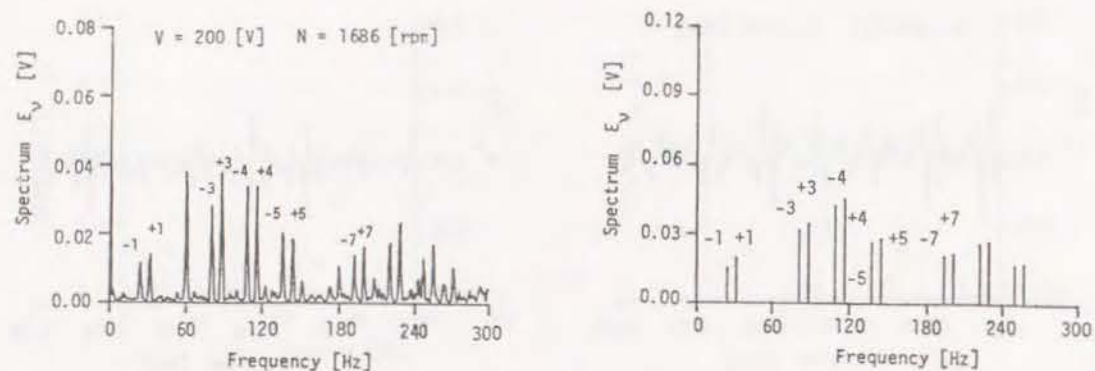


③エンドリング切れ 3箇所

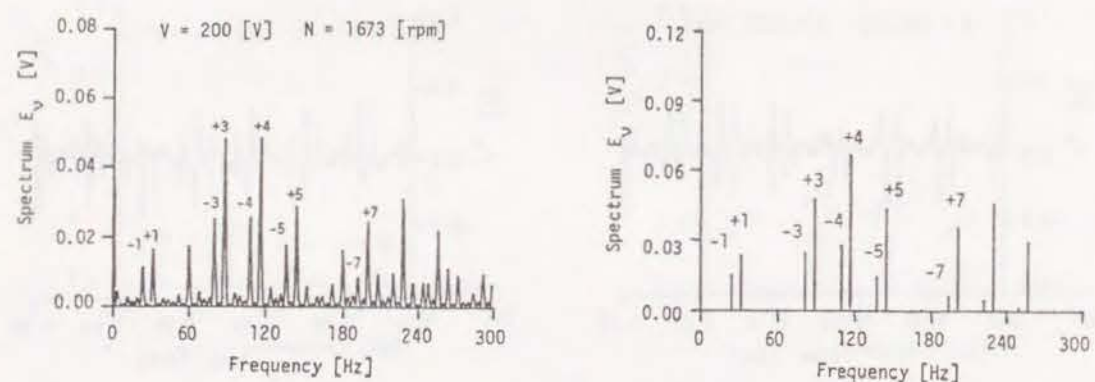
(a) 実測値

(b) 理論値

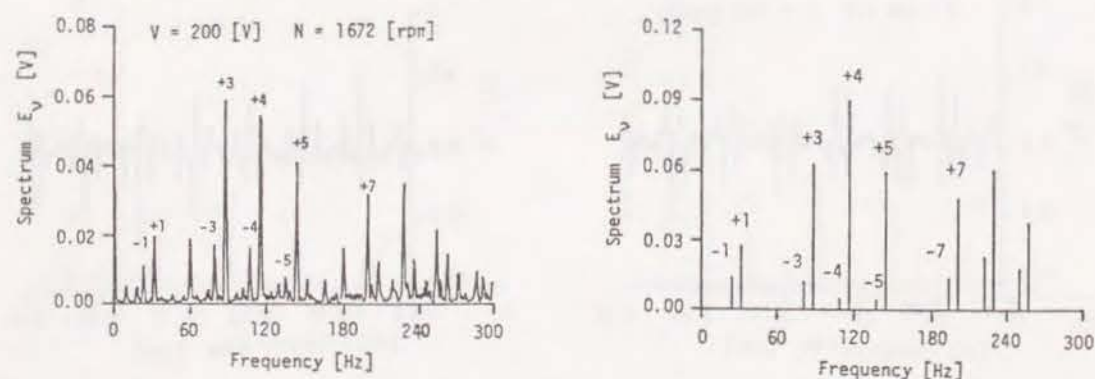
図5-16 サーチコイルAの出力波形(エンドリング切れ時)



①エンドリング切れ1箇所



②エンドリング切れ2箇所

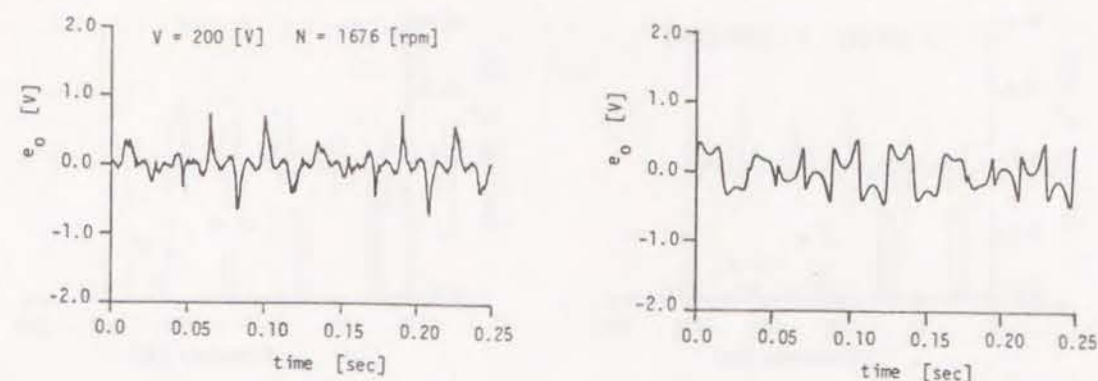


③エンドリング切れ3箇所

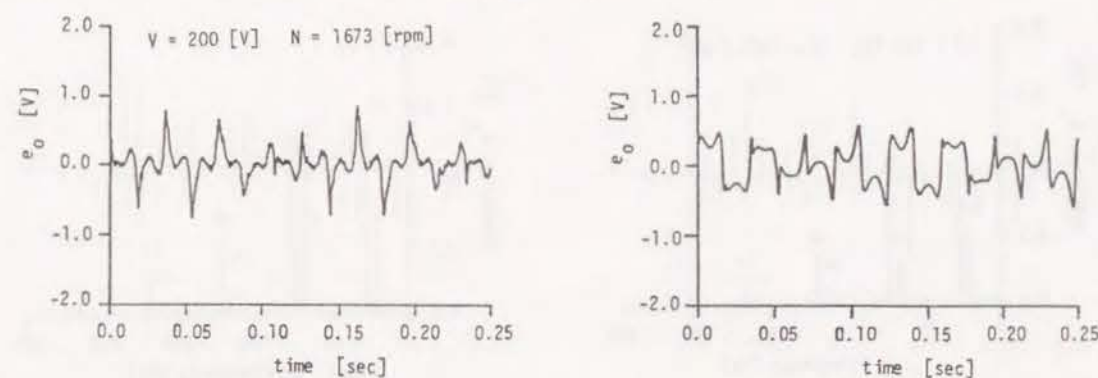
(a) 実測値

(b) 理論値

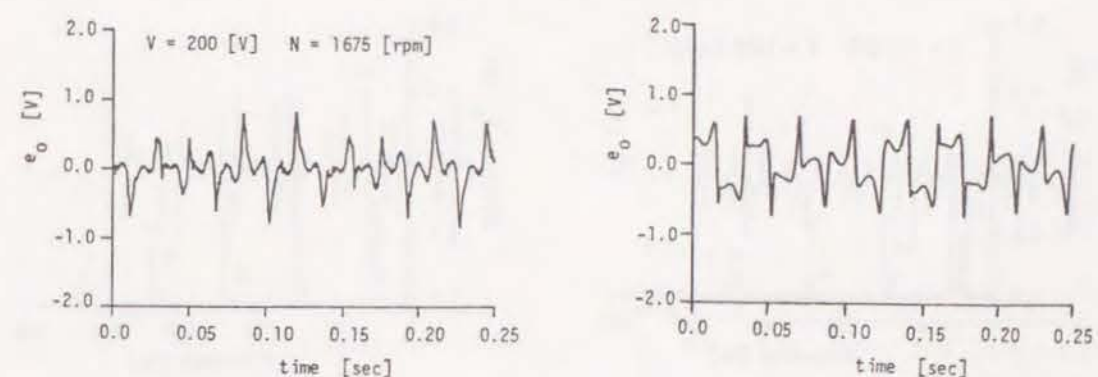
図5-17 サーチコイルAの出力スペクトル(エンドリング切れ時)



①エンドリング切れ1箇所



②エンドリング切れ2箇所



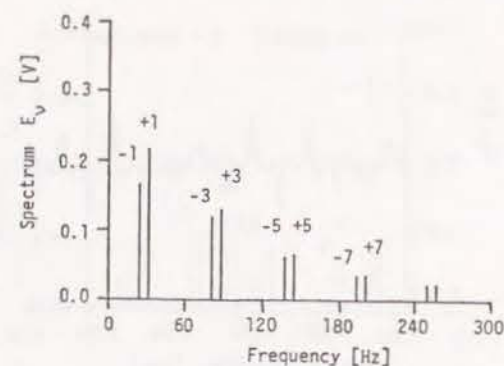
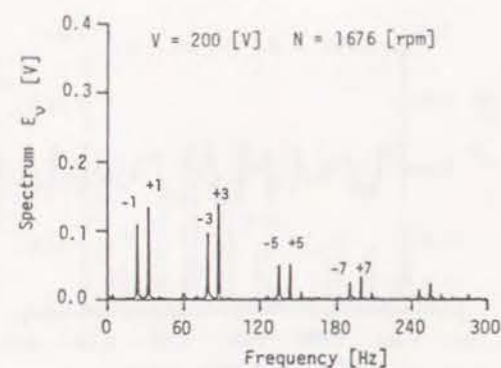
③エンドリング切れ3箇所

(a) 実測値

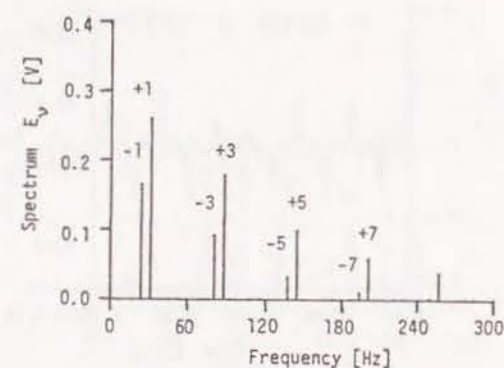
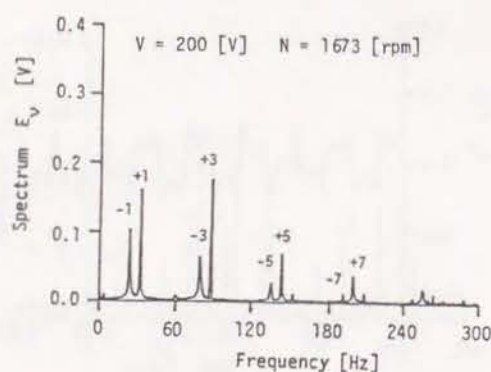
(b) 理論値

図5-18 サーチコイルBの出力波形(エンドリング切れ時)

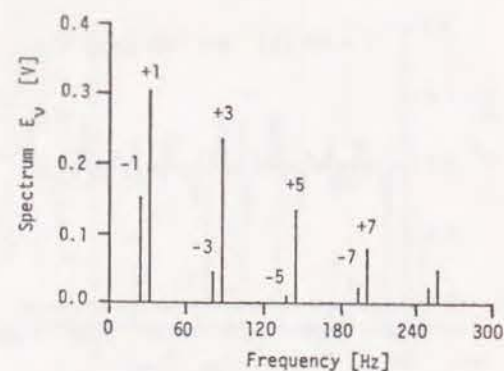
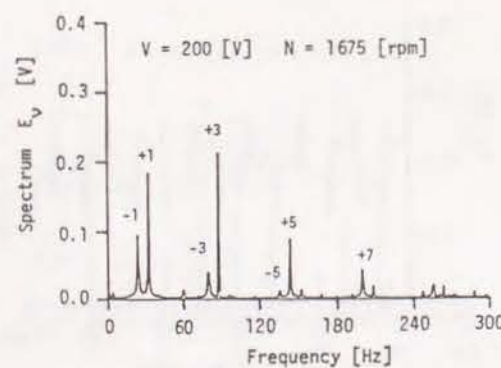




①エンドリング切れ1箇所



②エンドリング切れ2箇所

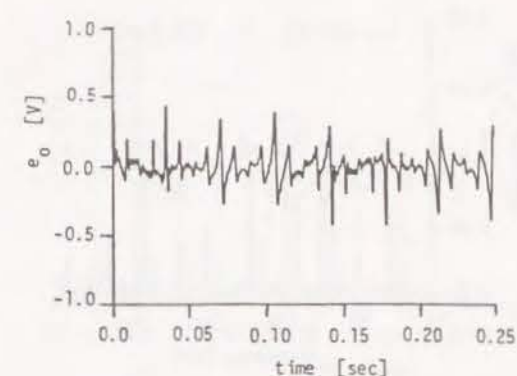
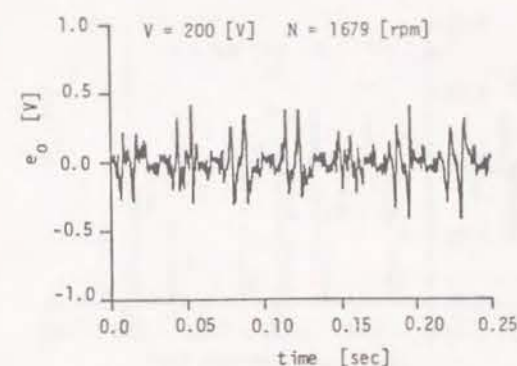


③エンドリング切れ3箇所

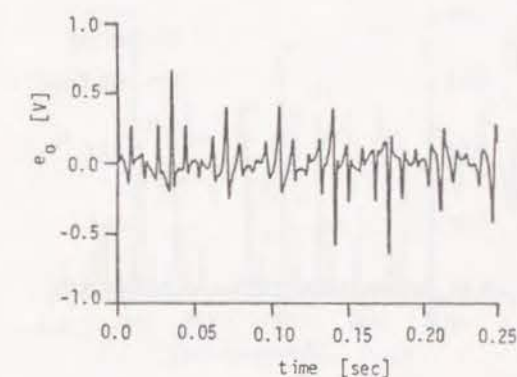
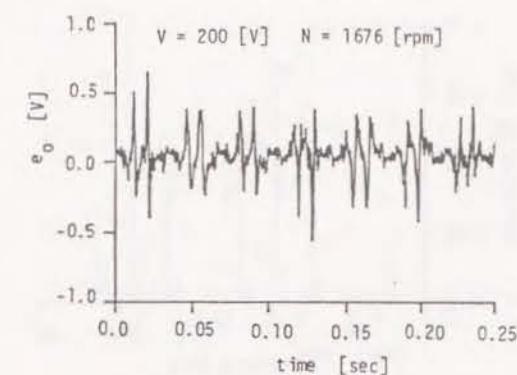
(a) 実測値

(b) 理論値

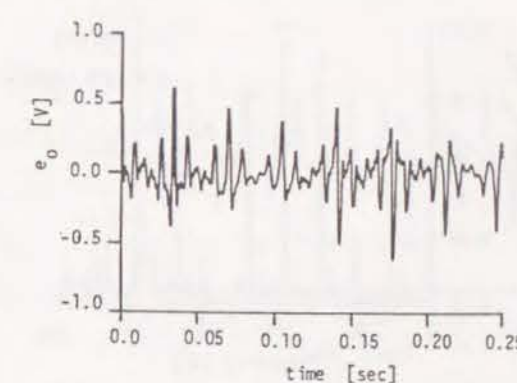
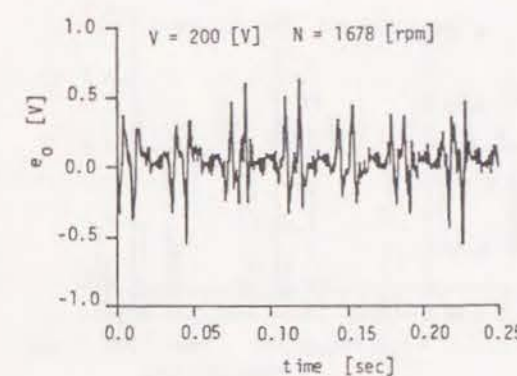
図5-19 サーチコイルBの出力スペクトル(エンドリング切れ時)



①1箇所



②2箇所

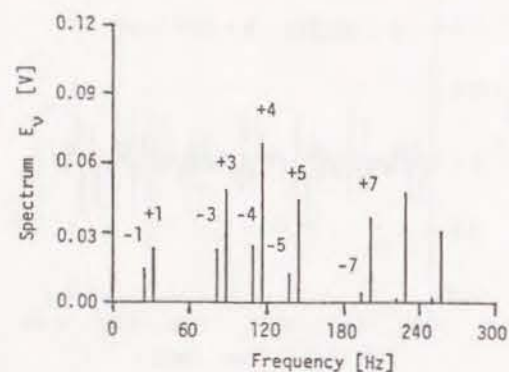
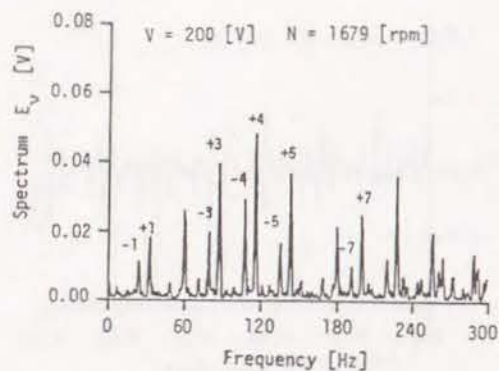


③3箇所

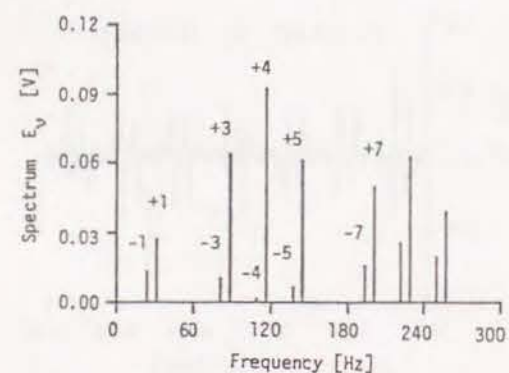
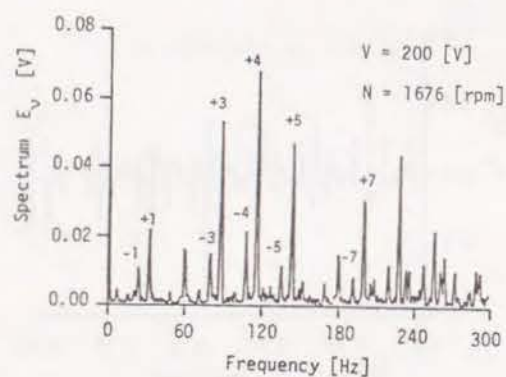
(a) 実測値

(b) 理論値

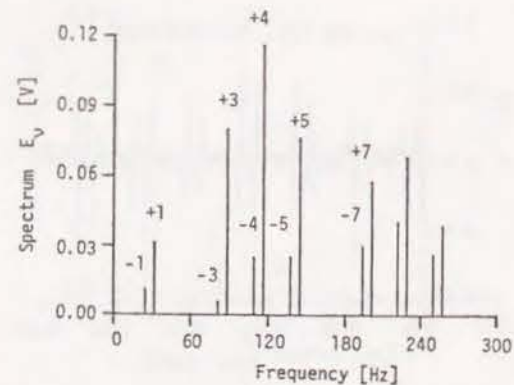
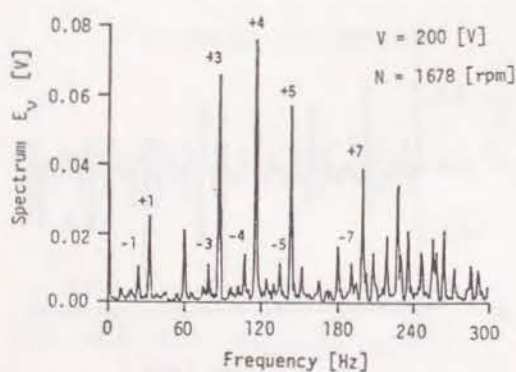
図5-20 サーチコイルAの出力波形(バーおよびエンドリング切れ時)



① 1箇所



② 2箇所

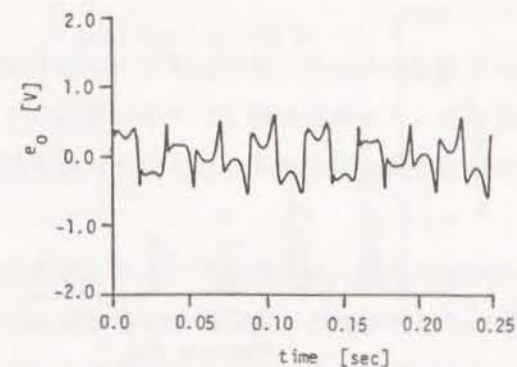
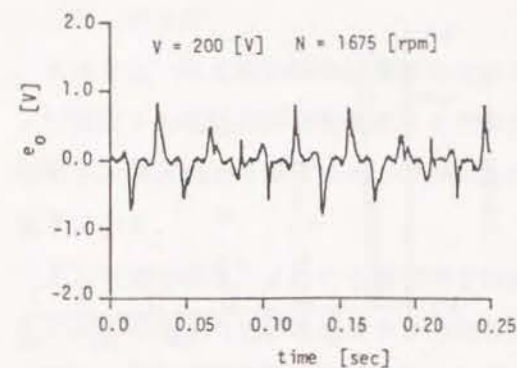


③ 3箇所

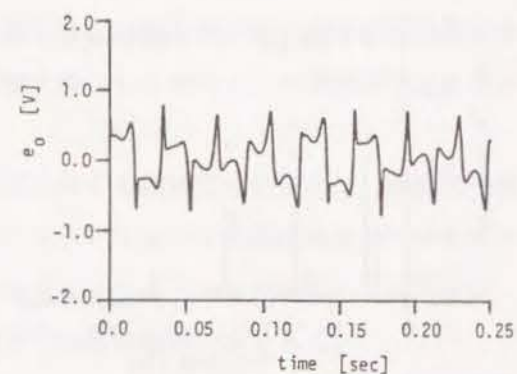
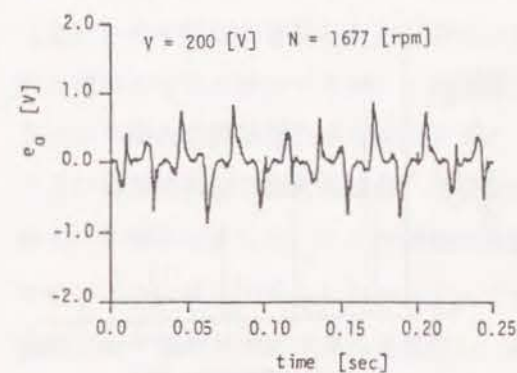
(a) 実測値

(b) 理論値

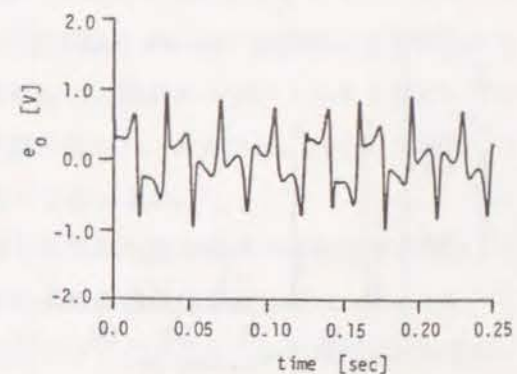
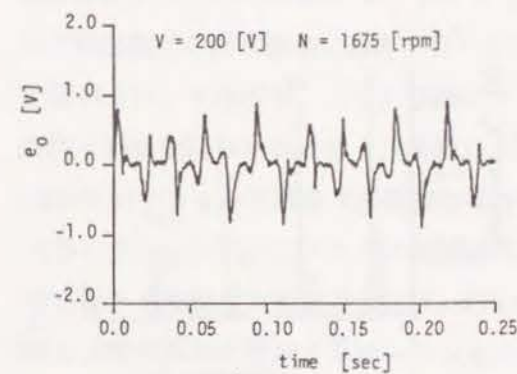
図5-21 サーチコイルAの出力スペクトル（バーおよびエンドリング切れ時）



① 1箇所



② 2箇所



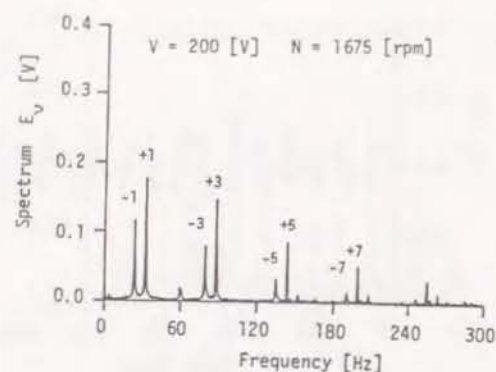
③ 3箇所

(a) 実測値

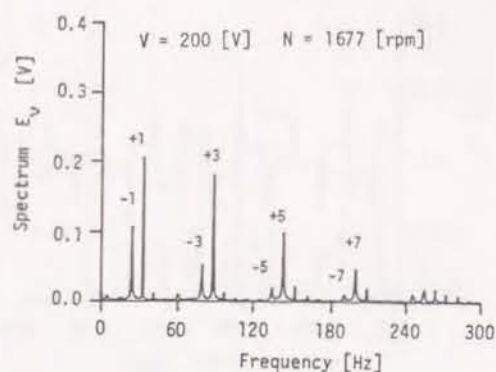
(b) 理論値

図5-22 サーチコイルBの出力波形（バーおよびエンドリング切れ時）

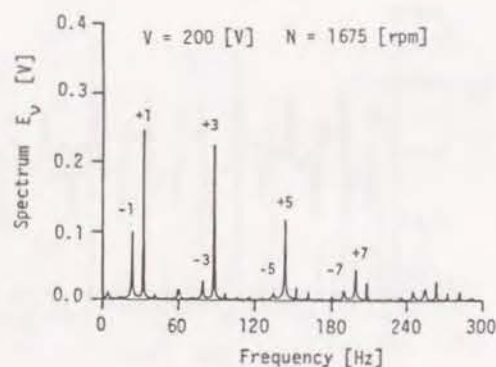




① 1箇所



② 2箇所



③ 3箇所

(a) 実測値

(b) 理論値

図5-23 サーチコイルBの出力スペクトル（バーおよびエンドリング切れ時）

## 5.5 むすび

本章では、第4章の解析結果であるかご形回転子のループ電流から、異常時の回転子および固定子の起磁力分布を解析するとともに、その結果のギャップ磁束密度から、かご形回転子の異常検出に適するサーチコイルの出力等を明らかにした。本章で得られた結果を以下に示す。

(1) 5箇所程度、すなわち電気角で90度以内の連続したバー切れ時には、起磁力分布の正方向に回転する+調波成分も逆方向に回転する-調波成分も異常箇所の増加とともに増加する。したがって、+調波または-調波のいずれの成分からもバー切れを検出することが可能である。

(2) 5箇所程度の連続したエンドリング切れ時には、起磁力分布の-調波成分は異常箇所の増加とともに減少するが、+調波成分は増加する。したがって、+調波成分よりエンドリング切れの異常検出が可能である。

(3) 異常箇所が2箇所の場合、異常箇所の間隔に対する調波成分の変化は、間隔の空間的モード数をMとして、+ $\nu$ 次調波成分が $M=|\nu-P|$ 、- $\nu$ 次調波成分が $M=\nu+P$ をもつように変化する。したがって、ギャップ磁束による異常検出が困難となる間隔は、2極ピッチ幅のサーチコイルを使用し、電気角で360度の場合のみである。

(4) ギャップ磁束分布の $\nu=+P$ 次および $-P$ 次の調波成分は、それぞれ固定子励磁電流分に含まれる周波数成分 $\omega_1$ および $(\omega_1-2\omega_m)$ 成分と同じ変化となる。したがって、かご形回転子の異常検出に適するサーチコイルの形状は、 $\nu=\pm P$ 次調波成分を除去する仕様がよい。すなわち、(i) 任意のコイル幅をもつ2個のサーチコイルを1極ピッチの間隔で和動接続したものを（2極機および多極機の場合）、あるいは、(ii) 2極ピッチ幅のサーチコイル1個を（多極機の場合）使用するのがよい。

(5) スロットバーミアンスの高調波等を無視した簡単な磁束密度の解析結果を用いたが、得られた理論値は実測結果とはほぼ一致し、解析結果の有効性を確認した。

(6) 異常検出に使用するサーチコイルの寸法およびその出力レベルの増幅に関しては、特に高精度および高利得が要求されることもなく、容易に設計・製作できるものである。

以上、本章の結果より、ギャップ磁束検出によるかご形回転子の異常診断法の定量的な特性が明らかになり、診断結果の評価が行えるようになった。なお、実際問題として、本章で取り扱ったサーチコイルを電動機的设计・製造段階から備え付けてことは、特別の場合を除いて、余り一般的な方法とは言えない。実用上はやはり、漏れ磁束を検出するなど

簡易的な診断方法が望ましい。本章の結果をこの方向に発展させることは、今後の問題として残しておく。

## 第6章 結 論

本論文は、誘導電動機システムの異常時特性とその故障診断法に関する研究をまとめたものである。得られた研究成果の要点を各章ごとにまとめれば以下のようになる。

### <第2章>

本論文では誘導電動機を含む系に対して、その電流や電力波形等のスペクトル成分より、電氣的不平衡に帰着する異常を診断する方法を提案した。本章では、その診断原理とも言ふべき異常状態と異常時の特徴周波数の関係について検討した。すなわち、商用電源ならびに最近の各種半導体電源で駆動される誘導電動機について、電氣的不平衡の異常状態で電流波形等に含まれる特徴周波数をその発生モデルから明らかにした。本章の結果より、故障診断用の情報源である各波形の特徴周波数と異常箇所の関係等を含め、以下の事項が明らかになった。

(1) 電流等の波形をスペクトル解析し、異常時の特徴周波数成分に着目することにより異常の診断が可能である。例えば、商用電源または電圧形インバータ電源駆動時の固定子電流波形には、角周波数、(i)  $\omega_1 - 2\omega_m$  成分が回転子不平衡時に、(ii)  $\omega_1 \pm 2\omega_m$  成分が線電圧および回転子不平衡時に、(iii)  $\omega_1 \pm 2\omega_m$ 、 $\omega_1 \pm 4\omega_m$  成分が固定子および回転子不平衡時に含まれるので、これらの異常に関しては固定子電流から異常を検出、識別できる。また、固定子電力波形またはインバータ入力直流電流波形の主な特徴周波数として、(i)  $2\omega_1 - 2\omega_m$  が回転子不平衡時に、(ii)  $2\omega_1$  が固定子または線電圧不平衡時に、(iii)  $2\omega_1 - 2\omega_m$ 、 $2\omega_1$  以外に、 $2\omega_m$  および  $2\omega_1 + 2\omega_m$  が回転子および線電圧不平衡時に、(iv) これらを含めさらに  $4\omega_m$ 、 $2\omega_1 \pm 4\omega_m$ 、 $6\omega_m$ 、 $2\omega_1 \pm 6\omega_m$  が固定子および回転子不平衡時に現れるので、これらの特徴周波数成分からも異常の検出、識別が可能である。

(2) 電動機の固定子電流でも一部の診断は可能であるが、故障箇所を識別できる点から最も望ましい情報源は電力波形、すなわち (i) 電圧形インバータ電源の場合は直流側のインバータ入力電流、(ii) 電流形インバータ電源の場合はインバータ入力電圧、(iii) 静止セルビウス駆動の場合は回転子側直流電圧である。

### <第3章>

スペクトル解析法で特徴周波数成分を求め、誘導電動機の異常を診断しようとする場合、



異常の程度を定量化するためには、第2章で明らかになった異常時の特徴周波数成分の大きさを把握しておく必要がある。本章では、単相および三相巻線形誘導電動機に対して、電氣的不平衡状態を統一的に解析できる調波平衡法を適用した特徴周波数成分の定量化法を示し、異常の程度と特徴周波数成分の大きさの関係を明らかにした。本章の結果より、設計・製造過程で生じるパラメータのばらつきを考慮し異常検出の閾値を決定すること、さらに特徴周波数成分の大きさから不平衡の程度を推定することが可能となった。得られた結果は次の通りである。

(1) 三相機と異なり単相誘導電動機の場合、コンデンサの影響により軽負荷状態の固定子電流の特徴周波数成分は  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分より  $(\omega_1 + 2\omega_m)$  成分が大きくなる。したがって、固定子電流により回転子側の異常を検出する場合、三相誘導電動機では  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分から、また単相誘導電動機では  $(\omega_1 + 2\omega_m)$  成分から判断するのが望ましい。

(2) 三相誘導電動機の場合、回転子抵抗に4%程度の不平衡が発生すると、現れる異常の特徴周波数成分と基本成分の比は  $10^{-2}$  以上、すなわち約40[dB]以下のスペクトル差となるので異常の検出、診断は容易に行える。

(3) 三相誘導電動機の固定子側不平衡の場合、特徴周波数成分と基本成分の比は、2%程度の線電圧不平衡で  $10^{-1}$ 、約100%の抵抗不平衡で  $10^{-1}$  となる。したがって、商用電源駆動時はもともと存在する線電圧の不平衡のため、本論文の診断法で微小な固定子抵抗の異常を検出するのは困難である。

#### <第4章>

本章では、三相かご形誘導電動機を対象とし、任意の回転子スロット数と極対数の組合せに対する回転子異常時の特性の解析方法を示すとともに、その解析結果から種々の異常状態と異常時の特徴周波数成分の大きさの関係を検討した。その結果、以下のことが明らかとなった。

(1) 固定子電流の基本波成分に対する特徴周波数成分の割合は、供試機の場合、大略バー切れ1箇所～3箇所では1.7%～5.7%、エンドリング切れ1箇所～3箇所では6.8%～4.6%であった。したがって、このような回転子異常はその固定子電流をスペクトル解析して得られる特徴周波数成分から検出することができる。

(2) 連続した異常箇所が電気角度で90度程度までについては、異常の特徴周波数成分は異常箇所の増加とともに、バー切れ時は増加し、エンドリング切れ時には減少する。した

がって、異常の特徴周波数成分による診断法は、バー切れに対しては有用であるが、2箇所以上のエンドリング切れに対しては異常箇所数と特徴周波数成分の大きさが比例しない不都合がある。

(3) 2箇所のバー切れの場合、特徴周波数成分への影響は、2点の間隔が電気角度で90度の奇数倍で最小に、90度の偶数倍すなわち180度の整数倍で最大となる。一方、基本波成分は故障の間隔とは無関係にほぼ一定である。これより本診断法では、電気角90度の奇数倍の位置での2箇所のバー切れを検出することは困難である。

(4) 2箇所のエンドリング切れの場合、2点の間隔が180度の奇数倍で特徴周波数成分は最大となり、基本波成分は最小となる。したがって、2箇所の間隔により特徴周波数成分が変化するので、この場合、特徴周波数成分の大きさのみから異常の程度を判断することは問題がある。

#### <第5章>

本章では、第4章で明らかになった問題点を解決する方法として、ギャップ磁束検出によるかご形回転子の診断法について検討した。第4章で得られたかご形回転子のループ電流から、異常時の回転子および固定子の起磁力分布を解析するとともに、その結果のギャップ磁束密度から、かご形回転子の異常検出に適するサーチコイルの出力等を明らかにした。本章で得られた結果を以下に示す。

(1) 5箇所程度、すなわち電気角で90度以内の連続したバー切れ時には、起磁力分布の正方向に回転する+調波成分も逆方向に回転する-調波成分も異常箇所の増加とともに増加する。したがって、+調波または-調波のいずれの成分からもバー切れを検出し、診断することが可能である。

(2) 5箇所程度の連続したエンドリング切れ時には、起磁力分布の-調波成分は異常箇所の増加とともに減少するが、+調波成分は増加する。したがって、+調波成分よりエンドリング切れの異常検出と診断が可能である。

(3) 異常箇所が2箇所の場合、その異常箇所の間隔に対する調波成分の変化は、間隔の空間的モード数をMとして、+ $\nu$ 次調波成分が  $M = |\nu - P|$ 、- $\nu$ 次調波成分が  $M = \nu + P$  をもつように変化する。したがって、ギャップ磁束による異常検出が困難となる間隔は、2極ピッチ幅のサーチコイルを使用し、電気角が360度の場合のみである。

(4) ギャップ磁束分布の  $\nu = +P$  次および  $-P$  次の調波成分は、それぞれ固定子励磁電流に含まれる周波数成分  $\omega_1$  および  $(\omega_1 - 2\omega_m)$  成分と同じ変化となる。したがって、か



ご形回転子の異常検出に適するサーチコイルの形状は $\nu = \pm P$ 次調波成分を除去する仕様  
がよい。すなわち、(i) 2極機および多極機に対して、任意のコイル幅をもつ2個のサ  
ーチコイルを1極ピッチの間隔で和動接続したものを、あるいは、(ii) 多極機に対して、  
2極ピッチ幅のサーチコイル1個を使用するのがよい。

(5) 検出に使用するサーチコイルの寸法およびその出力レベルの増幅に関しては、特に  
高精度および高利得が要求されることもなく、容易に設計・製作できるものである。

今後に残された主な課題として、本論文では異常の定常状態を取り上げたが、さらに異  
常発生時の過渡状態、すなわち動特性的な観点からの取り扱いも検討する必要がある。ま  
た、これを発展した制御系としての取り扱いも同様である。これは第2章の内容に関連し  
て、最近のベクトル制御に代表されるように各種の制御系をも含む場合、固定子側の異常  
がPWM制御系に吸収されてしまう等、異常が表面的には現れ難くなる傾向にあるため  
である。

また、かご形回転子の異常に対しては、本論文では多極の固定子巻線が直列接続される  
場合を取り上げたが、並列接続の場合は、異常時の周波数成分が固定子の並列回路内を循  
環し、電動機の電源電流としては現れにくくなるという問題がある。

さらに、第5章の結果から明らかなように、かご形回転子の異常時には空間高調波が発  
生する。したがって、本論文では無視したこれら高調波成分を考慮したより詳細な解析も  
必要となるであろう。また、第5章の結果でも述べたように、ギャップ磁束を検出するた  
めには、電動機的设计段階から、もしくは必要に応じてサーチコイルを設置しなければな  
らない。これを避ける方法として漏れ磁束を検出し診断する方法があり、この方法に関し  
ても検討する必要がある。

以上の残された諸問題に対して、本論文の結果を発展させることは大変興味深い問題で  
ある。

## 参考文献

- [1] 黒田, 他「原子炉診断技術の現状」, 日本原子力学会誌, Vol.15, No.12, p.792, (1973)
- [2] 豊田:「設備診断技術と計測」, 計測と制御, Vol.13, No.5, p.444, (1974)
- [3] 高木:「設備診断と安全の考え方」, 計測と制御, Vol.15, No.5, p.415, (1976)
- [4] 豊田:「主要文献にみる設備診断技術の動向(1)~(24)」, ブラントエンジニア, No.1~No.12, (1978~1979)
- [5] 日本ブラントエンジニア協会設備診断技術委員会編:「設備診断技術—基礎から応用まで」, 日本ブラントエンジニア協会, (1978-7)
- [6] 佐田:「設備診断技術の現状と将来」, 電気学会誌, Vol.99, No.3, p.185, (1979)
- [7] 高田:「自動診断と自動保守」, システムと制御, Vol.23, No.5, p.236, (1979)
- [8] R. A. Collacott, 佐田(訳):「機械故障診断」, 日本ブラントエンジニア協会, (1980-3)
- [9] 異常診断・設備診断技術研究会:「故障予知・異常予測技術資料集」, 経営開発セン  
ター, (1981-1)
- [10] 牧:「振動法による設備診断の実際」, 日本ブラントエンジニア協会, (1983-4)
- [11] 河村:「最近の電力設備診断技術の動向」, 電気学会誌, Vol.105, No.1, p.1, (1985)
- [12] 得丸:「異常診断手法とその応用特集号発刊にあたって」, システムと制御, Vol.24, No.11, p.701, (1985)
- [13] 秋月:「特集異常と診断に寄せて」, 計測と制御, Vol.25, No.10, p.861, (1986)
- [14] 賀屋:「ニュー・メインテナンス・テクノロジー特集号の編集に寄せて」, 電気学会  
論文誌D, Vol.107-D, No.5, p.569, (1987)
- [15] 諫早, 他:「最近の電気機器・設備・システムにおける安全性・信頼性の高度化  
技術」, 電気学会論文誌D, Vol.107-D, No.9, p.1087, (1987)
- [16] 河村編:「電気設備の診断技術」, 電気学会, (1988-11)
- [17] 柴田, 他:「交流電気機器の一故障検出法」, システムと制御, Vol.30, No.10, p.658, (1986)
- [18] 柴田, 他:「交流電気機器の故障検出のための一電圧・電流測定回路とデータ処理



- 技法」, 電気学会論文誌D, Vol.108-D, No.4, p.409, (1988)
- [19] 岩田:「工具破損検出技術」, 精密機械, Vol.48, p.190, (1981)
- [20] 城戸:「FFTアナライザ活用マニュアル」, 日本プラントメンテナンス協会, (1984-2)
- [21] 森田, 他:「サイリスタ駆動・誘導電動機系の異常診断法」, 昭56電気学会全大, 759
- [22] 沖津, 森田:「電動機の自動故障診断」, 電気評論, Vol.64, No.12, p.1062, (1979)
- [23] 沖津, 森田:「電動機の異常診断技術」, 第1回設備診断シンポジウム, B2-25, (1981-3)
- [24] 磯部, 他:「電気機器II」, オーム社, p.113, (1962-6)
- [25] 難波江, 他:「電気機器学」, 電気学会, p.76, (1985-4)
- [26] 豊田, 他:「交流電動機の異常検出技術(その1)」, 電子通信学会技術報告, R79-14, (1979)
- [27] 森田, 沖津:「誘導電動機系の故障診断のための特徴周波数解析」, 電気学会論文誌D, Vol.109-D, No.3, p.205, (1989)
- [28] 竹内, 別宮:「対称座標行列解説」, オーム社, p.196, (1958-10)
- [29] J. E. Gibson, 堀井(訳):「非線形自動制御」, コロナ社, p.236, (1968-6)
- [30] T. A. Lipo: "Performance Calculations of a Reluctance Motor Drive by dq Harmonic Balance", IEEE Trans. Vol.1A-15, No.1, p.25, (1979)
- [31] 沖津, 森田:「単相誘導電動機の異常時特性解析」, 昭58電気学会全大, 746
- [32] 森田, 沖津, 鈴木:「Harmonic Balance法による誘導電動機の異常時特性解析」, 昭57電気学会全大, 741
- [33] 沖津, 森田, 鈴木:「誘導電動機の電氣的故障診断における特徴周波数成分について」, 昭57電気学会全大, 726
- [34] 伊藤:「誘導電動機の不平衡磁気吸引力とトルクにおよぼす回転子バー切れの影響」, 電気学会論文誌B, Vol.100-B, No.1, p.1, (1980)
- [35] Austine H. Bonnet: "Analysis of Rotor Failure in Squirrel-Cage Induction Motors", IEEE Trans. Vol.1A-24, No.6, p.1124, (1988)
- [36] 坪井, 秋山:「誘導電動機の回転子スロット数による始動時異常現象の一般解析」,

- 電気学会論文誌B, Vol.100-B, No.9, p.549, (1980)
- [37] 坪井:「分数スロット巻誘導電動機の始動時異常現象」, 電気学会論文誌B, Vol.106-B, No.7, p.587, (1986)
- [38] 穴澤, 藤原:「かご形誘導電動機の回転時同期トルクの解析」, 電気学会論文誌B, Vol.99-B, No.1, p.17, (1979)
- [39] A. K. Wallace: "Novel Simulation of Cage Windings Based on Mesh Circuit Model", IEEE Trans. Vol.PAS-93, p.377, (1974)
- [40] H. R. Fudeh: "Modeling and Analysis of Induction Machines containing Space Harmonics, Part-I~Part-III", IEEE Trans. Vol.PAS-102, No.8, p.2068, (1983)
- [41] P. Vas: "Performance of Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors with Rotor Asymmetries", Period Polytech Elect. Eng. Vol.19, p.309, (1975)
- [42] S. Williamson: "Steady-state Analysis of 3-phase cage motors with rotor-bar and eng-ring faults", IEE Proc. Vol.129, Pt.B, No.3, p.93, (1982)
- [43] 杉浦:「二次インピーダンス不平衡時における三相誘導電動機の運転特性」, 電気学会回転機研究会資料, RM-82-61, (1982)
- [44] 水野:「不平衡かご形巻線を有する三相誘導電動機の特性」, 昭63電気学会産業応用部門全国大会, No.18
- [45] D. Rogge: "Erkennung und Überwachung von Elektrischen Läuferunsymmetrien in Käfigläufern", ETZ Archiv. Bd.3, p.39, (1981)
- [46] 沖津, 森田:「磁束検出法によるかご形回転子の異常診断」, 昭59電気学会全国大会, 749
- [47] 川田, 森田:「故障診断のためのかご形誘導電動機の異常時特性解析」, 昭55電気関係学会四国支部連大, 9-5
- [48] J. Penman: "Condition monitoring of electrical drives", IEE Proc. Vol.133, Pt.B, No.3, p.142, (1986)
- [49] 田里:「高性能タービン発電機的设计、運転および監視装置」, 東芝レビュー, Vol.35, No.11, p.995, (1980)
- [50] 天笠:「発電機の異常監視システム」, 三菱電機技報, Vol.60, No.6, p.379,

(1986)

- [51] J. W. Wood: "Rotor winding short detection", IEE Proc. Vol.133, Pt.B, No.3, p.181, (1986)

## 関連発表論文・講演報告

### 第2章

- (1) 森田, 他: 「誘導電動機の故障診断の一手法」, 昭53電気関係学会四国支部連大, 9-6
- (2) 森田, 他: 「故障診断のための誘導電動機の異常時特性解析」, 昭54電気学会全大, 669
- (3) 川田, 森田, 他: 「異常時の誘導電動機の特徴周波数」, 昭54電気関係学会四国支部連大, 9-5
- (4) 沖津, 森田: 「電動機の自動故障診断」, 電気評論, Vol.64, No.12, p.1062, (1979)
- (5) 川田, 森田, 他: 「故障診断のための誘導電動機の異常時特性解析(その2)」, 昭55電気学会全大, 636
- (6) H. Okitsu, T. Suzuki, I. Morita: "Failure Diagnosis of Electrical Motors by means of Frequency Analysis of the Current", Int. Conf. on Electrical Machines, Greece, p.1947, (1980-9)
- (7) 森田, 他: 「電圧形および電流形インバータ駆動誘導機の異常時特性解析」, 昭55電気関係学会四国支部連大, 9-4
- (8) 沖津, 森田: 「電動機の異常診断技術」, 第1回設備診断シンポジウム, B2-25, (1981-3)
- (9) 森田, 他: 「サイリスタ駆動・誘導電動機系の異常診断法」, 昭56電気学会全大, 759
- (10) 森田, 他: 「半導体電源駆動・誘導電動機系の異常時特徴周波数の発生モデル」, 昭56電気関係学会四国支部連大, 9-19
- (11) 森田, 沖津: 「誘導電動機系の故障診断のための特徴周波数解析」, 電気学会論文誌D, Vol.109-D, No.3, p.205, (1989)
- (11)' I. Morita, H. Okitsu: "Signature Frequency Analysis for Diagnosis of Induction Motor Systems", Electrical Engineering in Japan, Vol.109, No.4, p.102, (1989)



### 第3章

- (12) 森田, 沖津, 鈴木: 「Harmonic Balance法による不平衡誘導電動機の特性解析」, 昭56電気関係学会四国支部連大, 9-20
- (13) 森田, 沖津, 鈴木: 「Harmonic Balance法による誘導電動機の異常時特性解析」, 昭57電気学会全大, 741
- (14) 沖津, 森田: 「故障診断のための単相誘導電動機の特性解析」, 昭57電気関係学会四国支部連大, 9-13
- (15) 沖津, 森田: 「単相誘導電動機の異常時特性解析」, 昭58電気学会全大, 746
- (16) 森田: 「パラメータ不平衡時の誘導電動機の波形解析」, 電気学会論文誌D, Vol.109-D, No.10, p.733, (1989)
- (16)\* I. Morita: "Waveform Analysis of Induction Motors with Unbalanced Parameters", Electrical Engineering in Japan, Vol.109, No.6, p.91, (1989)

### 第4章

- (17) 川田, 森田: 「故障診断のためのかご形誘導電動機の異常時特性解析」, 昭55電気関係学会四国支部連大, 9-5
- (18) 沖津, 森田, 他: 「誘導電動機の異常状態と特微量の関係」, 昭56電気関係学会四国支部連大, 9-18
- (19) 沖津, 森田, 鈴木: 「誘導電動機の電氣的故障診断における特徴周波数成分について」, 昭57電気学会全大, 726
- (20) 森田: 「かご形回転子異常時の三相誘導電動機の特性解析」, 電気学会論文誌D, Vol.110-D, No.7, p.798, (1990)

### 第5章

- (21) 森田, 沖津: 「磁束検出によるかご形回転子の異常診断法」, 昭57電気関係学会四国支部連大, 9-12
- (22) 森田, 沖津: 「磁束検出によるかご形誘導機の回転子診断法」, 昭58電気学会全大, 748
- (23) 沖津, 森田: 「磁束検出法によるかご形誘導電動機の診断」, 昭58電気関係学会四

国支部連大, 9-6

- (24) 沖津, 森田: 「磁束検出法によるかご形回転子の異常診断」, 昭59電気学会全大, 749
- (25) 森田: 「ギャップ磁束検出法によるかご形回転子の異常診断」, 電気学会論文誌D, (投稿中)

# 付 録

Dijの各要素のインダクタンスの項について(4.2.3節)

(1)  $M_r$ の項について

$$A_m \cdot \begin{bmatrix} c, d, d, \dots, d \\ d, c, d, \dots, d \\ d, d, c, \dots, d \\ \cdot \cdot \cdot \\ d, d, d, \dots, c \end{bmatrix} \cdot A_m^{-1} \\ = \begin{bmatrix} c+(m-1)d, 0, 0, \dots, 0 \\ 0, (c-d), 0, \dots, 0 \\ 0, 0, (c-d), \dots, 0 \\ \cdot \cdot \cdot \\ 0, 0, 0, \dots, (c-d) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(a-1)$$

上式より、

(i)  $n/P = \text{非整数の場合}$

$m=n$ 、 $c=(n-1)M_r$ 、 $d=-M_r$ であるから、

$$c+(m-1)d=0$$

$$(c-d)=nM_r$$

となる。したがって、 $D_{ii}(i=2,3,\dots,n)$ の対角要素のみ $nM_r$ となり、他は0である。

(ii)  $n/P = \text{整数の場合}$

$D_{ii}$ なる対角行列に関しては、 $c=(n-1)M_r$ 、 $d=-M_r$ であるから、

$$c+(m-1)d=(n-m)M_r$$

$$(c-d)=nM_r$$

となる。

同様に、 $D_{ij}(i \neq j)$ なる非対角行列に関しては、 $c=d=-M_r$ であるから、

$$c+(m-1)d=-mM_r$$

$$(c-d)=0$$

となる。

(2)  $I_b$ および $I_e$ の項(または、正常時の $R_b$ および $R_e$ の項)について

$$A_m \cdot \begin{bmatrix} c, d, 0, \dots, 0 \\ d, c, d, \dots, 0 \\ 0, d, c, \dots, 0 \\ \cdot \cdot \cdot \\ 0, 0, 0, \dots, c \end{bmatrix} \cdot A_m^{-1} \dots\dots\dots(a-2)$$

は、 $(i, i)$ の対角要素が、

$$c+(m-1)d \cdot \{b^{-(i-1)} + b^{(i-1)}\}/m$$

となり、他の非対角 $(i, j)$ 要素が、

$$-d \{b^{-(i-1)} + b^{(j-1)}\}/m$$

となる。

$$A_m \cdot \begin{bmatrix} 0, 0, 0, \dots, 0 \\ 0, 0, 0, \dots, 0 \\ 0, 0, 0, \dots, 0 \\ \cdot \cdot \cdot \\ d, 0, 0, \dots, 0 \end{bmatrix} \cdot A_m^{-1} \dots\dots\dots(a-3)$$

は $(i, j)$ 要素が、

$$d \cdot b^{-(i-1)}/m$$

となる。

$$A_m \cdot \begin{bmatrix} 0, 0, 0, \dots, d \\ 0, 0, 0, \dots, 0 \\ 0, 0, 0, \dots, 0 \\ \cdot \cdot \cdot \\ 0, 0, 0, \dots, 0 \end{bmatrix} \cdot A_m^{-1} \dots\dots\dots(a-4)$$

は $(i, j)$ 要素が、

$$d \cdot b^{(j-1)}/m$$

となる。



(a-2)~(a-4)式より、

(i)  $n/P = \text{非整数の場合}$

$\ell_b$  および  $\ell_e$  の項は、 $c = 2(\ell_b + \ell_e)$ 、 $d = -\ell_b$  となり、(a-2)~(a-4)式の和で表される。したがって、非対角要素は0となり、対角要素は  $m = n$  を考慮して、

$$\begin{aligned} & c + (m-1)d \cdot \{ b^{-(i-1)} + b^{(i-1)} \} / m + d \cdot b^{-(i-1)} / m + d \cdot b^{(i-1)} / m \\ &= c + d \cdot \{ b^{-(i-1)} + b^{(i-1)} \} \\ &= 2\ell_e + 2\ell_b [1 - \cos\{(i-1)\beta\}] \end{aligned}$$

となる。

(ii)  $n/P = \text{整数の場合}$

行列  $D_{ij}$  の  $\ell_b$  および  $\ell_e$  を含む項は、(a-2)~(a-4)式のいずれかに相当している  
ので上記の結果を適用できる。